



国际电气工程先进技术译丛

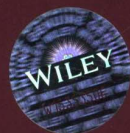
WILEY

高级测量仪器与计算机I/O 设计：精度界定和控制及其 工业应用（原书第2版）

**Advanced Instrumentation and Computer I/O
Design: Defined Accuracy Decision and Control
with Process Applications, Second Edition**

[美] Patrick H. Garrett 著

胡子一 姜梅 黄利君 译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



关于本书

本书由仪器仪表和测量设备设计领域的专家所撰写，采用广泛的电子器件和电路的规范，设计定制的界定精度的测量仪器和计算机接口系统，以可靠和负责的态度来支持关键的应用。

本书从传感器-放大器-滤波器信号调节设计方法的理解开始研究，借助于设备和系统的数学模型，实现了所关注调节信号的精度和后续计算机数据转换和重建功能。本书采用计算机辅助工程电子数据表程序的分析套件，提供了完整自动化系统的设计分析。配合多功能、不断演进的层次化子过程和控制结构，本书将上述可靠的实现方法与定量和定性方法相结合，来克服如今过程自动化所面临的挑战。本书以计算机接口和标准的分类作为结束，内容涉及遥测、虚拟和分析的测量仪器。

本书提供了：

- 结合最新电子设备和系统中的应用更新了相关章节；
- 改进了理论推导和实际测量结果之间设计模型的精度；
- 每章最后的习题均来自于实际工业、实验室和航空航天系统设计；
- 多个由技术企业提供的现实世界案例研究；
- 计算机I/O系统设计的测量仪器分析套件；
- 一个单独的解决方案手册。

本书的读者对象为世界范围内相关工程从业者，包括设计和实现工业过程控制系统、实验室测量仪器、医疗电子、电信以及嵌入式计算机系统的工程人员。本书也适用于电气工程专业的本科生和研究生。



国际电气工程先进技术译丛

高级测量仪器与计算机 I/O 设计：精度界定和 控制及其工业应用

（原书第 2 版）

[美] Patrick H. Garrett 著
胡子一 姜 梅 黄利君 译



机械工业出版社

本书主要介绍了测量仪器仪表的设计和应用。设计及理论部分介绍了仪器系统的基本功能模块，分别讲述了传感器、仪器放大器、模拟滤波器、信号调理系统、数据转换器和采样系统原理，并结合实际应用场景与要求给出了模块性能参数、信号调理方法、干扰抑制、噪声与失真的设计；应用部分将源于器件的仪器误差模型和传递函数整合到一个仪器分析套件中，并且讲述了测量仪器过程决策与控制方法和过程自动化的具体应用。应用和制造部分含有大量的实际研究案例。

本书专业性和理论性较强，不仅适用于测量仪器仪表设计岗位的工程师，还可作为测量仪器领域电路设计、器件设计或工艺开发等方面专题研究人员的参考书。本书还可以作为电子工程专业或通信工程专业相关方向研究生课程的辅助教材，如果作为模拟集成电路设计课程的高级部分内容，适合在半个学期内讲授。

译者序

测量仪器与仪表对世界科学技术的发展具有重要的推动作用，甚至是决定性的作用。伴随着传统产业的信息化改造和新兴信息产业的飞速发展，设计高精度测量仪器的复杂度日益提升，其包括的主要模块涉及传感器、放大器、滤波器、A-D/D-A 转换器、数字逻辑电路和计算机输入/输出 (I/O) 接口等。测量仪器的系统设计需要设计者（或设计团队）兼具信号处理、系统和电路、器件和工艺、材料和制造等方面的理论和经验，同时考虑数字和模拟两大领域的相关技术指标平衡。以提高精度、减小系统误差为主要目标，实现测量仪器仪表的系统设计是本书的核心内容。同时本书的一大特色是理论联系实际，书中给出了数十个实际案例作为辅助说明，这些案例均来自于真实的工业企业、实验室或航空航天系统设计部门。

本书作者 Patrick H. Garrett 博士是辛辛那提大学电气和计算机工程系的副教授，他的主要研究方向是控制理论的研究和测量仪器的设计。Garrett 博士曾在产业界、教育和科研单位参与多个项目和相关科研，丰富的实践经历使他的研究具有很强的实用性。在本书中尤其体现了这种面向应用的研究思路。书中涉及的应用领域案例十分广泛，包括从汽车、建筑领域镀锌钢带的铬酸盐涂层研究到航天应用中的二硫化钼摩擦润滑剂研究，从石灰石给料率的 pH 值调节方法到水文环境中利用双壳蛤闭合度来检测污染的方法。这些实践案例有力地支撑了他所提出的测量仪器设计和过程控制的方法。

本书内容主要分为 3 个部分。第 1 部分（第 1 章）是全书的向导和起点，从这里开始，作者带领读者步入测量仪器设计的旅程。作者在提纲挈领地介绍了“误差”、“精度”等贯穿整个设计流程的关键概念后，对测量仪器重要的组成部分——传感器进行分门别类地全面阐述。在解释温度传感器、机械传感器、量子传感器和分析传感器的机理时均辅以实际案例，其中一些案例还会在第 3 部分提到，体现了作者循序渐进的写作思路。

第 2 部分（第 2~6 章）是设计的理论部分，讲述了构成仪器系统的基本功能模块。其中第 2 章讲述了基本仪器放大器，这是所有仪器、控制系统的最基本单元。第 3 章讲述了模拟滤波器，分析了实际滤波器的误差，并给出了用于仪器的有源模拟滤波器的实用设计流程。第 4 章讲述了信号调理系统，给出了在传感器与数据转换器之间传递信号时如何抑制相干与随机干扰，从而确保信号质量。第 5 章讲述了数据转换器，介绍了各种 D-A 与 A-D 转换器的特性、性能参数与适用场合。第 6 章则着重讲述了采样系统原理、如何正确地采集数据以及如何高保真地实现信号恢复重建。总之，第 2 部分里介绍的功能模块，搭起了从传感器到复杂仪器与控

制系统的桥梁，而结合实际应用场景与要求而给出的模块性能参数、信号调理方法、干扰抑制、噪声与失真的设计，都具有现实指导意义。

第3部分（第7~9章）是应用和工艺制造部分，这一部分含有大量实际研究案例。第7章讲到了当前发展比较快的仪器分析套件，将源于器件的仪器误差模型和传递函数整合到一个仪器分析套件中，以用于 I/O 系统的设计，然后举了一个气流测量中误差传递的例子来介绍如何计算误差传递，最后介绍了传感器融合和接口方面的知识。第8章讲到了测量仪器过程决策和控制方面的知识，重点介绍了如何减少过程偏差，实现有效的过程控制。第9章介绍了过程自动化的具体应用，是对第8章内容的实践应用。

考虑到本书理论联系应用的特点，本书译者的选择也突出体现“产学研”结构。概论部分的原书前言、第1章和理论部分的第6章由胡子一（中国科学院微电子研究所）翻译，理论部分的第2~5章由姜梅（深圳大学信息工程学院）翻译，应用部分的第7~9章由黄利君（展讯通信有限公司）翻译。参加本书审阅和校对的还有中国科学院微电子研究所助理研究员王东和柳臻朝、国网电科院的陈奎林工程师、航天空间技术研究所的张旭工程师、中国移动设计院的李晨光高工等人，在此对他/她们的贡献表示诚挚的感谢。衷心感谢深圳大学信息工程学院朱明程教授在本书部分章节的翻译中给予的指导。最后感谢机械工业出版社的顾谦编辑在本书翻译过程中给予的大力帮助。

由于译者水平有限，译文中必定会存在一些不足或错误，请广大读者批评指正。

译 者

原 书 前 言

借助先进的决策—控制方法论，测量方法的系统设计在航空航天、生物医药、商业和政府部门等领域存在广泛的需求。得益于界定精度的数据与工序自动化设计的结合，以及与测量有关的实现方法不断演进，工序自动化设计可以有效达到具有标称偏差的系统目标。本书对在现实世界中的测量应用进行了相应的研究，举例说明了科技企业的数十个研究案例，这些企业来自美国空军材料和制造局（Air Force Materials and Manufacturing Directorate）、通用电气航空公司（General Electric Aviation）、通用汽车公司技术中心（General Motors Technical Center）、固特异轮胎橡胶公司（Goodyear Tire & Rubber）、美国环境保护局（U. S. Environmental Protection Agency）和惠灵—匹兹堡钢铁公司（Wheel-Pittsburgh Steel Corporation）。

本书的前 60% 内容涵盖了从输入传感器信号调理到输出采样数据线性信号重构设计的研究，所关注的精度主要由电子器件的残留误差所限制。实时计算机 I/O 系统基于传统的电路设计。作为选择，界定精度的 I/O 设计采用第 1~6 章开发的器件和系统模型，正如第 7 章中个性化的测量分析套件手册集中展示的那样，其包括一个可修改的用户界面，用于操作选择器件数据和系统参数，从而评估端对端系统信号的精度。以上内容可以在 <http://booksupport.wiley.com> 页面下载。

本书剩余的 40% 内容继续研究过程设计方法，最终完成层次化的子过程控制结构。这包括一个顶层的前馈方案，该方案包含了具有产品特征的模型，输出了对中间级原位[⊙]子过程的参考引用，启动激活更明确的反馈控制，并与物理设备的控制管理分离。通过对关注的子过程解耦、传感器融合、可解释的数据属性、传感过程迁移控制方案重建模以及定量模型不完备时的计算智能推理，可以实现过程处理的有效性。每章后面的习题作为练习使用，带有单独的答案。

Patrick H. Garrett

辛辛那提大学自动化中心

⊙ 原位（in-situ），不同行业意义不同，本书中指实时的测量分析，将待测的目标置于原来的体系中进行测量，而不是单独地将某一目标分离出来使用单变量方式进行测定，或模拟条件体系进行测量。在本书翻译中使用“原位”一词。——译者注

目 录

译者序

原书前言

第 1 章 热传感器、机械传感器、量子传感器和分析传感器	1
1.0 简介	1
1.1 测量仪器误差的阐述	1
1.2 温度传感器	3
1.3 机械传感器	5
1.4 量子传感器	10
1.5 分析传感器	14
1.6 习题	20
参考文献	21
第 2 章 仪器放大器和参数误差	22
2.0 简介	22
2.1 器件的温度特性	22
2.2 差分放大器	23
2.3 运算放大器	26
2.4 仪器放大器	29
2.5 放大器参数误差估算	35
2.6 习题	37
参考文献	38
第 3 章 测量仪器信号滤波器	40
3.0 简介	40
3.1 用于仪器的带限滤波器	40
3.2 有源滤波器设计	44
3.3 滤波器误差分析	52
3.4 用于仪器的带通滤波器	56
3.5 习题	63
参考文献	63

第4章 信号调理系统的设计及误差分析	65
4.0 简介	65
4.1 小信号的采集	65
4.2 相干干扰和随机干扰下的信号质量	68
4.3 直流、正弦、与谐波信号调理	72
4.4 模拟信号处理	78
4.5 习题	82
参考文献	83
第5章 数据转换器及其参数	84
5.0 简介	84
5.1 模拟乘法器	84
5.2 采样保持电路	86
5.3 D-A 转换器	89
5.4 A-D 转换器	94
5.5 习题	105
参考文献	106
第6章 采样数据和采样间隔误差的重建	107
6.0 简介	107
6.1 采样数据理论	107
6.2 信号与噪声的混叠	111
6.3 采样数据的间隔采样与孔径误差	115
6.4 输出信号插值函数	121
6.5 视频采样和重建	128
6.6 习题	128
参考文献	129
第7章 仪器分析套件、误差传递、传感器融合和接口	130
7.0 简介	130
7.1 用分析套件设计航空领域计算机 I/O	130
7.2 气流测量中的误差传递	141
7.3 同质和异质传感器融合	144
7.4 仪器集成和接口	149
7.5 习题	155

7.6 附录	157
参考文献.....	159
第 8 章 仪器过程决策与控制	160
8.0 简介	160
8.1 过程设备控制器的偏差和校正	160
8.2 自适应建模控制参考模型	170
8.3 智能过程决策系统的实证	178
8.4 习题	186
参考文献.....	189
第 9 章 过程自动化应用	191
9.0 简介	191
9.1 Ashby 图指导的等轴钛锻件	191
9.2 脱层型纳米复合材料的光谱控制 z 拟合建模光谱控制	193
9.3 自适应决策和控制下的超导体制造过程	196
9.4 神经网络衰减的钢退火硬度偏差	202
9.5 超线性分子束外延通量校正	205
参考文献.....	210

第 1 章 热传感器、机械传感器、量子传感器和分析传感器

1.0 简介

针对自动化实验室系统、生产过程控制、分析测量仪器以及航空航天系统，如果没有采用多传感器信息体系的现代计算机集成数据系统，那么其性能就会降低。据此本章开发了配套的误差模型，以企业质量要求的集成兼容性为目标，为线性和数字测量仪器系统的设计与分析提供统一的性能评估。并且本章将这些方法作为一种量化体系，支持高性能的自动化系统设计。

本章具体介绍了前端电传感器器件从工业生产到科学测量的广泛应用。示例包含了检测温度、压强、水平度和流量的环境传感器；超出视觉度量边界的光学传感器，例如用于化学分析的分光仪；以及对材料成分测定和对生物医学活度测定的微波显微镜。值得注意的是，随着更高性能传感器的发展，它们会逐渐取代许多应用中的过程模型。

1.1 测量仪器误差的阐述

在以计算机为核心的测控系统中，本章结合测量仪器定量化端到端的性能描述，定义了对电子器件、电路和系统进行测量与建模的误差参数。利用总误差最小化的设计方法，可以实现系统的集成与优化。总误差如图 1-1 所示，并且由式 (1-1) 给出解析表达式，即总误差等于平均误差（式中带有横杠的项）加上系统以及随机不确定性的加和平方根（RSS）。因此总误差由基于传感器的测量结果与其绝对真值的偏差构成，该绝对真值可查询国家标准与技术研究所（NIST）制定的标准值。该误差通常用满幅的百分比 0 ~ 100% 来表示，即 % FS，其中 RSS 项表示标准偏差的置信区间，精度定义为总误差的余数（ $100\% - \varepsilon_{\text{total}}$ ）。图 1-2 描述了通用传感器器件，相关术语定义描述如下：

$$\varepsilon_{\text{total}} = \overline{\varepsilon_{\text{mean}}} \% \text{FS} + [\sum \varepsilon_{\text{systematic}}^2 + \sum \varepsilon_{\text{random}}^2]^{1/2} \% \text{FS} 1\sigma \quad (1-1)$$

精度：使用某一测量方法时与被测物理量真实值的接近程度，通常表示为占满幅的百分比；

误差：测量值与被测物理量真实值的偏差，通常表示为占满幅的百分比；

容限：针对参考值所允许的偏差；

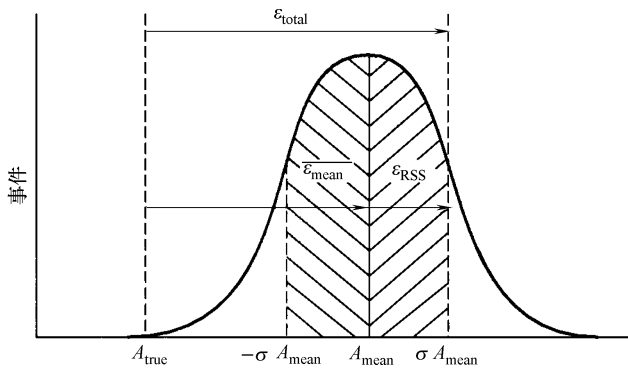


图 1-1 测量仪器误差解释

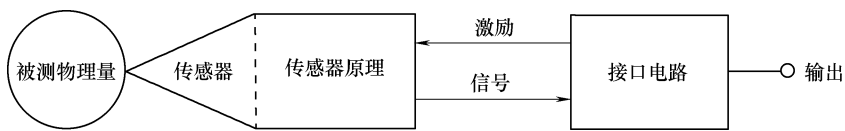


图 1-2 通用传感器器件

- 准确度：用测量值的有效位的数量来表示；
- 分辨率：能表示的最小量值；
- 跨度：任何两个边界之间测量范围的表达；
- 值域：所有测量值的范围的表达；
- 线性：在一个指定跨度内，测量值误差的变化；
- 可重复性：进行相同测试的测量值的变化；
- 稳定性：相对于一个指定的时间间隔的测量值的变化。

科技的进步显著地促进了传感器的发展。传感器的非线性是一种常见的误差源，可以通过多点校准方法进行最小化。实际应用往往需要线性传感器的合成来实现，以达到在关注的测量值域内对真实值的最佳渐近近似。

对于J型热电偶，在整个 700℃ 范围内，三次函数表达式，即式 (1-2) 都是一种有效的线性化方程，见表 1-1。在合理的温度间隔内，对系数 A 和 B 的方程解，可以定义出线性化方程，该方程还加入了 0℃。在热电偶以 100℃ 为间隔的线性化区间的求解得出了在 1℃ 真实温度范围内的计算温度值，典型情况下对应应有 0.25% 的误差。用其表示在传感器范围内离散误差的平均值也是有用的，可以计算得到 J 型热电偶有 0.11% FS 的平均误差值。这个例子展示了贯穿本书的设计目标，建议对任何起作用的系统组件误差不应该超过 0.1%。扩展线性化多项式会进一步减少传感器的误差，但同时会增加计算负担，例如五阶方程可以有效地线性化至 0.1℃，相当于仅有 0.01% FS 的平均误差。

表 1-1 传感器三次线性化

$Y/^{\circ}\text{C}$	X/mV	$y/^{\circ}\text{C}$	$\varepsilon_{\% \text{FS}} = (Y - y) \cdot 100\% / 700^{\circ}\text{C} $
0	0	0	0
100	5.269	98	0.27
200	10.779	200	0
300	16.327	302	0.25
400	21.848	401	0.23
500	27.393	500	0
600	33.102	599	0.17
700	39.132	700	0

Y = 真实温度。

X = J 型热电偶信号。

y = 线性化温度。

0.11% FS: 0 ~ 700℃ 之间满幅范围的平均误差结果。

$$y = AX + BX^3 + \text{截距} \quad (1-2)$$

在 10.779mV, 200℃ 时的系数:

$$200^{\circ}\text{C} = A(10.779\text{mV}) + B(10.779\text{mV}^3) + 0^{\circ}\text{C}$$

$$A = 18.5546 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{mV}} - B(116.186\text{mV}^2)$$

在 27.393mV, 500℃ 时的系数:

$$500^{\circ}\text{C} = 508.2662^{\circ}\text{C} - B(3182.68\text{mV}^3) + B(20555.0\text{mV}^3)$$

$$A = 18.6099$$

$$B = -0.000475 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{mV}^3}$$

1.2 温度传感器

由于具有耐用性和温度范围宽的特点, 热电偶广泛应用于温度传感器。在具有塞贝克效应的温度—电动势结使用两种不同的金属, 该结的转移关系曲线如图 1-3 所示。正确的使用方法是把热电偶基准结与测量结串联, 从而使电流方向极化, 并使测量电动势最大化。如果不用基准结, 由于缺乏与周围环境温度相适应的测量重复性, 则会产生明显的不确定性。

一个不需要独立供电的电子基准结可用如图 4-5 所示的模拟器件 AD590 温度传感器来实现。这个基准结通常连接到一个输入端隔离器, 这样可以跟踪热电偶到铜的电路连接的热量。误差信号参考表 1-2 的塞贝克系数 (单位是 $\text{mV}/^{\circ}\text{C}$), 并作为环境温度变化的补偿信号。在环境温度下的单点校准整理提供了十分之几摄氏度的温度测量精度。

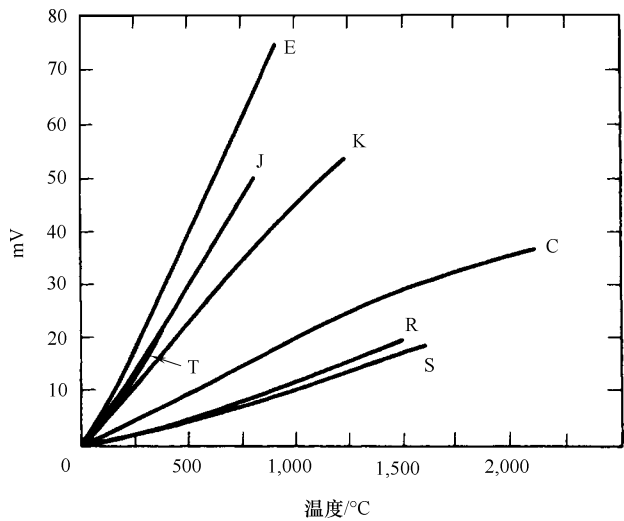


图 1-3 热电偶的温度—毫伏关系图（Courtesy Omega Engineering, Inc. , an Omega Group Company）

表 1-2 热电偶比较数据

类 型	器件，+/-	mV/°C	范围/°C	应 用
E	镍铬合金/铜镍合金	0.063	0 ~ 800	高输出
J	铁/铜镍合金	0.054	0 ~ 700	还原性气体
K	镍铬合金/镍合金	0.040	0 ~ 1200	氧化性气体
R 和 S	铂—铑/铂	0.010	0 ~ 1400	腐蚀性气体
T	铜/铜镍合金	0.040	-250 ~ 350	潮湿性气体
C	钨/铼	0.012	0 ~ 2000	高温

电阻温度计器件（RTD）比热电偶提供更高的分辨率和可重复性，后者的分辨率通常限于约 1℃。RTD 的工作原理是电阻值为温度的函数，即电阻值随温度变化而变化，并且电阻温度计的类型繁多。由于铂电阻温度计提供了机械和电气稳定性的精度，因此经常在工业应用中使用。热敏电阻由多种金属氧化物采用陶瓷工艺烧结而成，表现出显著的负温度系数。金属膜电阻比热敏电阻有更高的延展性和更宽的线性范围，但热敏电阻的灵敏度要高 10 倍以上。RTD 通常需要使用恒流源来提供激励，才能将随温度变化的电阻值变化转换为电压的变化。图 1-4 展示了常见的 RTD 传感器的温度—电阻特性。

当传感器与被测对象之间没有或者无法建立物理接触，但可以通过光线感知时，就可以使用光学高温计来实现非接触式温度测量。光学高温计仅可以测量处于其特定光谱响应范围内的光能量信号。将参考源和目标源之间的辐射度进行校准匹

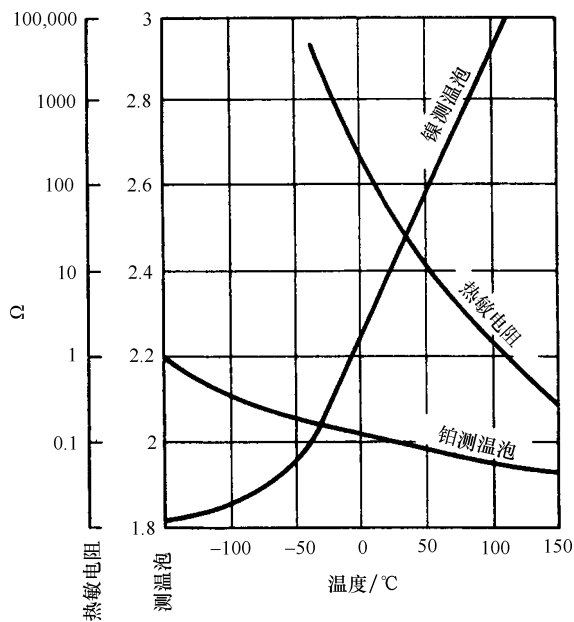


图 1-4 RTD

配后，对应不同温度就可以得到相应的电流。自动高温计采用伺服回路来实现这种平衡，如图 1-5 所示。操作环境可达 5000℃。

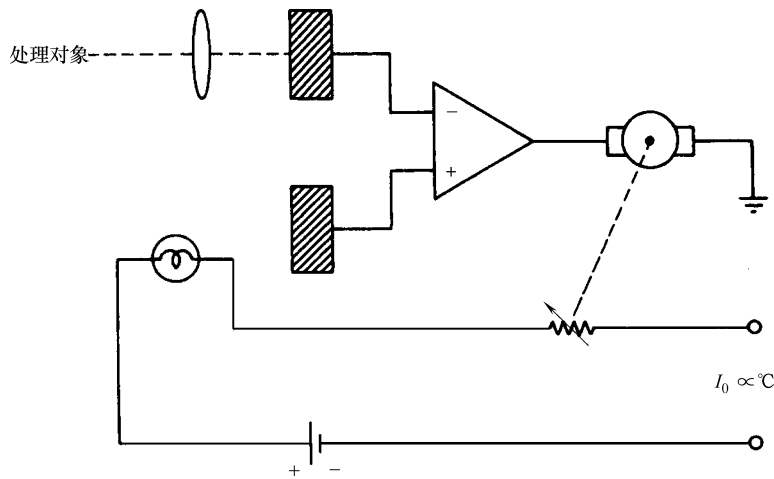


图 1-5 自动高温计

1.3 机械传感器

流体压强被定义为气体或者液体作用在容器界面单位面积上的压力。压强是液

压和气动（液体和气体）流体能量的度量。液体静压是指在流体内部任何一点的压强，其与该点以上的液体高度成正比，而与容器的形状无关。气体静压是指其做功的势能，由于气体的压缩性，它不随高度均匀变化。作为一般的气体定理，式（1-3）描述了压强、体积和温度之间的基本关系。压强通常用磅力每平方英寸（psi）或英寸水柱（H₂O）或汞柱（Hg）表示[⊖]。绝对压强测量以真空为参照，而标准压强测量参照大气压。

$$\frac{\text{绝对压强} \times \text{气体体积}}{\text{绝对温度}} = \text{常量} \quad (1-3)$$

压强传感器对压强进行响应并且通过压力加和器件产生同比例的模拟信号。这通常由机械隔膜实现并且联动到电气元器件，如电势计、应变计或压敏电阻。压力加和传感器所关注的物理量包括质量、弹性系数和固有频率。电势计成本低、产量高，但它们对振动的高灵敏度和机械非线性限制了其性能。无粘结应变计在精度和稳定性方面做出了改进，可将误差降到满幅的 0.5%，但是其低输出信号需要前置放大器。压强传感器的发展现状是用积分技术来补偿各种误差来源，包括避免水晶薄膜的测量滞后现象。图 1-6 所示的是一个带微传感器电路的压力传感器，它的可靠性得到增强，其具有内部真空度参照、减少温度误差的芯片电热元件和用于片上信号调理的压敏电阻桥式传感器电路。

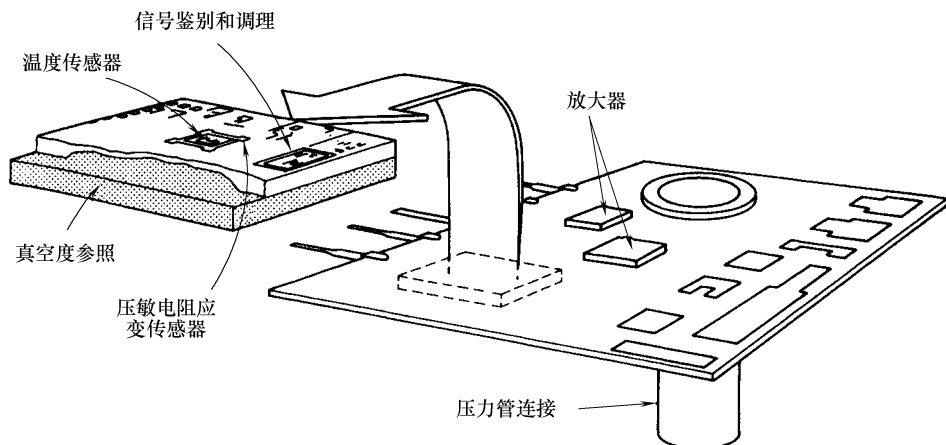


图 1-6 集成压力微传感器

通常在水箱、管道和其他容器中需要对液体水平度进行过程测量。感测的各种复杂的方法将被采用，包括浮子设备、压差、超声波和水准器。浮子设备能够简单地将各种方式的运动转换为水平读数。压差传感器在已知液体重量 W 和在容器表面和底部之间相接的 ΔP 单元时能够测量液体的高度，高度由 $\Delta P/W$ 的比值决定。

⊖ 1lbf/in² = 1psi = 6.89476kPa; 1inH₂O = 249.082Pa; 1inHg = 3386.39Pa。——译者注

利用线性可变位移变压器 (LVDT) 可以准确感测位置、轴间角和线性位移。利用这种器件, 可变磁阻电路产生的交流激励通过可移动铁心在输出电路上产生感应信号, 可移动铁心决定了位移量。LVDT 的优点是承受过载能力强, 且对温度不敏感。在实际使用中, 它受限于其敏感度随激励频率的增加而增加。LVDT 的不同形式包括感应电位计、同步器、解析器和微动同步器。图 1-7 描述了一个带有交流和直流输出的基本 LVDT 电路。

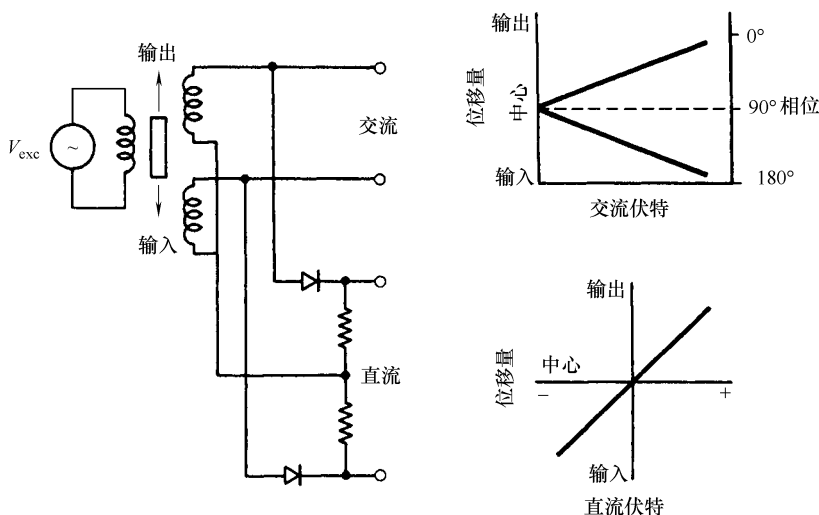


图 1-7 基本 LVDT

流体流量的测量通常是由压差或机械接触传感器来实现的。流率 F 是流体运动的速度, 通常以英尺^①每秒为单位。体积流量 Q 是单位时间内流动的体积, 如每分钟若干加仑^②。气体的质量流量 M 由每秒若干磅^③来定义。差压流量传感元件也被称为可变压头流量计, 因为两个测量值 ΔP 之间的压差等于重位压头。这相当于差压计的液柱高度。因此由式 (1-4) 和已知的万有引力常数 g 和压差, 就能够计算得到 32ft/s^2 的流量。明渠中液体流量是通过诸如水槽和堰的压头产生设备得到的。容积流量是由流体截面面积和堰上方流体的高度所获得的, 如图 1-8 和式 (1-5) 所示。

$$\text{流率} \quad F = \sqrt{2g\Delta P} \text{ ft/s} \quad (1-4)$$

$$\text{体积流量} \quad Q = \sqrt{2gL^2H^3} \text{ ft}^3/\text{s} \quad (1-5)$$

① 1ft = 0.3048m。——译者注

② 1gal = 3.78541dm³。——译者注

③ 1lb = 0.45359237kg。——译者注

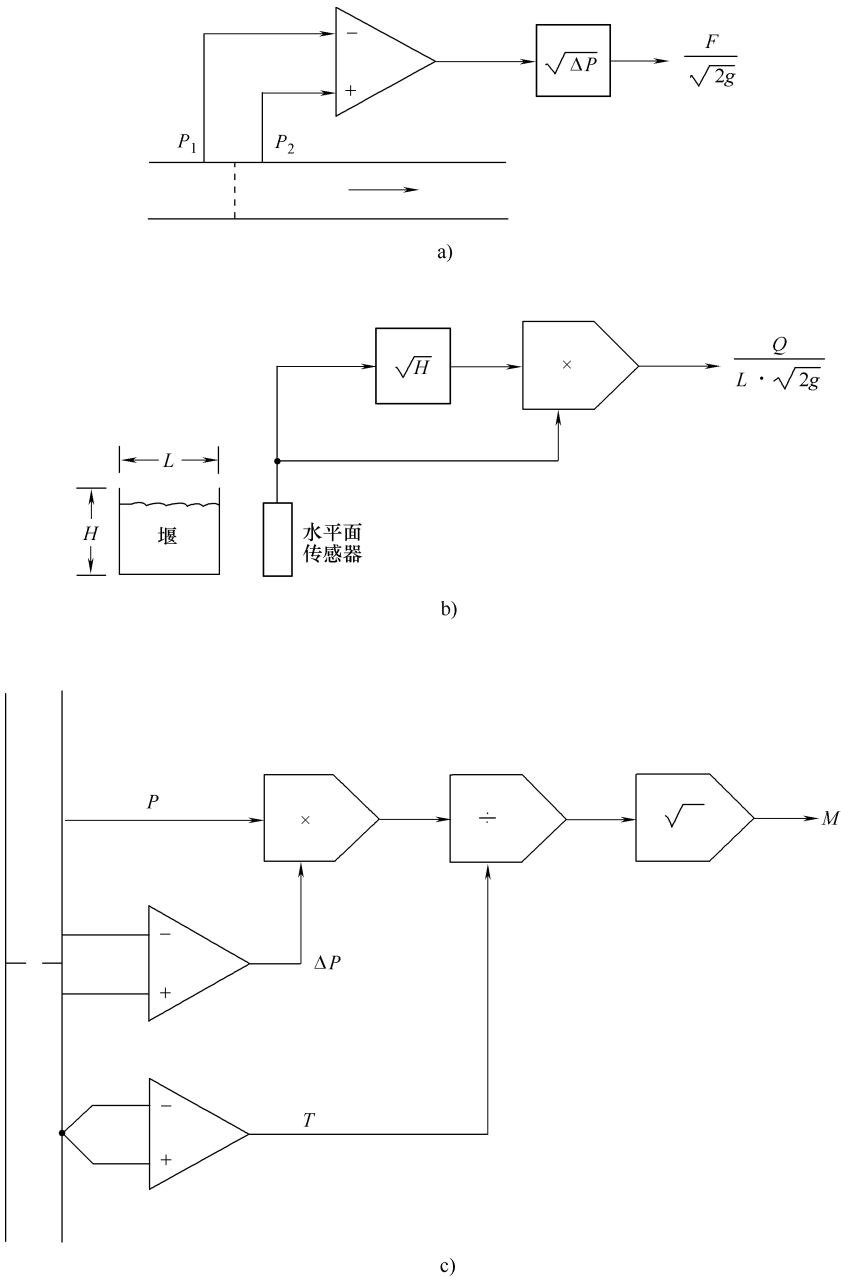


图 1-8 流率 (a)、体积流量 (b) 和质量流量 (c)

质量流量

$$M = \sqrt{R \frac{\Delta P_o}{\Delta P_x}} \cdot \sqrt{\frac{P \Delta P}{T}} \text{ lb/s}$$

(1-6)

式中 R ——通用气体常数；
 ΔP_o ——真实实差压强 $P_o - P_\infty$ ；

ΔP_x ——校准压差。

加速度测量主要关注于冲击和振动的感测。压电晶体在很大程度上取代了电位阻尼器和电容式传感器，其等效电路是电压源与电容的串联，如图 1-9 所示，它产生的电荷量（单位：C）是加速度的函数。振动加速通常只能产生非常小的交变输出，因此若干晶体堆叠起来以增加传感器的输出。由于电荷转移量很小，这种传感器通常是连接到低输入偏置电流的电荷放大器，将加速度输入转换为速度信号。而后的交流耦合积分器将提供一个校准的位移信号，例如 $1/1000 \text{ in/V}$ 的位移。

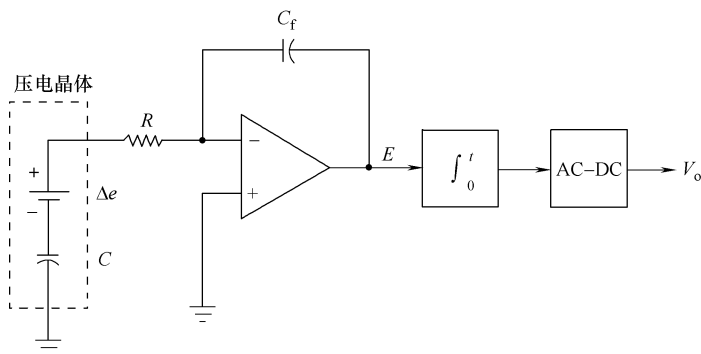


图 1-9 振动的测量

负载单元是一个传感器，其输出与作用力成比例。应变式传感器可以将压力导致的机械应变转换成电阻的变化。应变计可以基于一个细金属丝、箔、薄膜或半导体器件。粘合应变计使用最广泛，其具有典型的 350Ω 电阻应变元件，变化量程为 15Ω 。如图 1-10 所示，使用惠斯通电桥电路， $2V$ 的激励可以提供高达 50mV 的输出信号的变化。半导体应变计在低应变情况下的灵敏度很高，输出电压可以达到

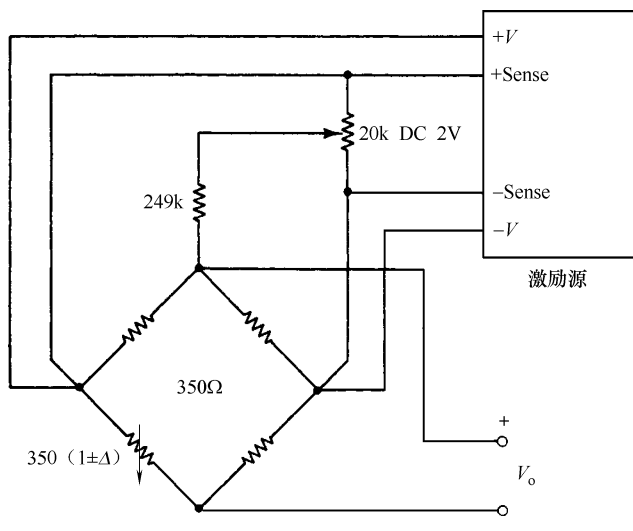


图 1-10 应变计

200 ~ 400mV。采用微机电系统（MEMS）技术，可以对经典传感器进行等比例缩小，制造出微型触觉传感器。对于自动部件操控和远距离操纵设备，这些传感器阵列的复用可以提供敏感的反馈信号。

超声测距和成像系统越来越多地被应用于工业和医疗用途。图 1-11 所示是一个应用在医学超声诊断和工业无损检测中的基本超声系统，它由相控阵传感器和相关的信号处理设备所组成，其中信号处理部分还包括了采用时间延迟方法的孔径聚焦设备。一般情况下为了防止空间中的多径抵消，在 1 ~ 10MHz 范围内采用多频率发射。B 型扫描超声成像显示一个焦平面的声反射率，而 C 型扫描成像则显示焦平面附近区域的积分体积反射率。

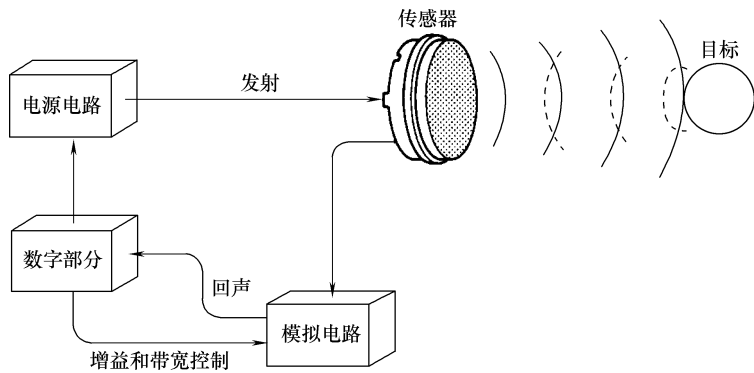


图 1-11 相控阵超声系统

霍尔效应传感器通常采用硅衬底器件，也经常集成放大器来获得高质量的输出。这些器件通常允许的操作范围是 -40 ~ 150℃，并保持线性输出。其应用包括电路隔离情况下的磁场传感和位置传感，例如微开关霍尔效应线性输出传感器，可以提供 3.75mV/高斯响应。图 1-12 介绍了霍尔效应的原理。当对电流为 I_x 的导电元件上垂直于电流方向施加磁场 B_z ，那么电流会受到垂直于磁场和电流方向的力的作用而发生偏转，其作用力大小正比于电势差。这种电压 V_y 在诸如锑化铟和砷化铟的材料中可明显测量，并且在硅中也能达到可以利用的程度。通常磁场也看做是被测物理量的函数。

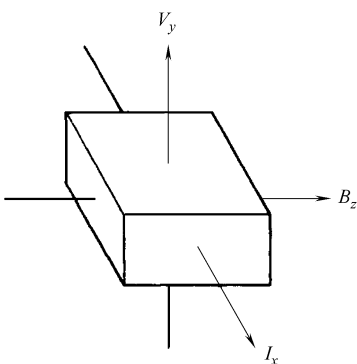


图 1-12 霍尔效应传感器

1.4 量子传感器

量子传感器是重点关注一定频率范围内的电磁频谱传感器，其频率范围为从

10^{11} Hz 的远红外区域，通过约 10^{14} Hz 的可见光区域，一致延伸到 10^{17} Hz 的远紫外区域。这些光子传感器能够对单个光子的能量进行测量，这里光子的能量 E 等于 $h\nu$ ，或以表 1-3 中辐射测量学单位 $W \cdot s$ 来表示。其中 h 是普朗克常数，其值为 $6.62 \times 10^{-34} J \cdot s$ ， ν 是以 Hz 表示的频率。频率低于红外表示处于微波区域而高于紫外则构成 X 射线，这些需要不同的传感器来测量。在光度计中，1lm 是指烛光在一个立体角上产生的总发射光通量。所有这些传感器，入射光子通过一个中间传导过程产生了电信号。

表 1-3 量子传感器的单位

参 数	辐射测量学	光度学	光 量 子
能量	$W \cdot s$	$lm \cdot s$	光子
照度	W/cm^2	fc ^①	光子/s/cm ²
通量	W	lm	光子/s
面积辐射率	$\frac{W/sr}{cm^2}$	英尺朗伯	光子/s/cm ²
点强度	W/sr	cd · sr	光子/s/sr

① 1fc = 10.764lx。——译者注

表 1-4 描述了各个主流传感器之间的相对性能，其特点均是在光敏二极管的结耗尽区内由光子产生电子空穴对。就这种转换过程的来源比较，光敏晶体管的信号增益要高于基本的光敏二极管。在光电导管中，光子产生的载流子降低了传感器的电阻，但性能受限于其频率响应。这些传感器如图 1-13 和图 1-14 所示。在所有的应用中，重要的是匹配光源和传感器的光谱，以最大限度地提高能量转移。为减少光源，光电倍增管尤为适合，它具有级联倍增电极结构，其光电发射阴极可达到 10^6 的高倍增益。通过调谐倍增方法得到的高增益和固有低噪声特性使得传感器能够广泛应用，但并不包括红外区域。目前，光电倍增管的真空电子弹道结构还没有晶体管的等效结构。

表 1-4 传感器相对性能

设 备	λ 区域	$I_{\text{photocurrent}}/F_{\text{photons/sec}}/(A/W)$	应 用
光敏二极管	紫外—近红外	10^{-3}	光子探测器
光电导管	可见光—近红外	1	光控制器
辐射热测定器	近红外—远红外	10^3	红外超导
光电倍增管	紫外—近红外	10^6	光谱研究

由于红外光子的能量很低，因此红外辐射测量十分困难。这种敏感度的不足由热敏电阻辐射热测定器微传感器来克服，其采用高 T_c 超导薄膜，使其工作保持在膜跃迁温度附近，这样由于红外光子引起的微小温度变化就能产生高达 10^3 的高阻

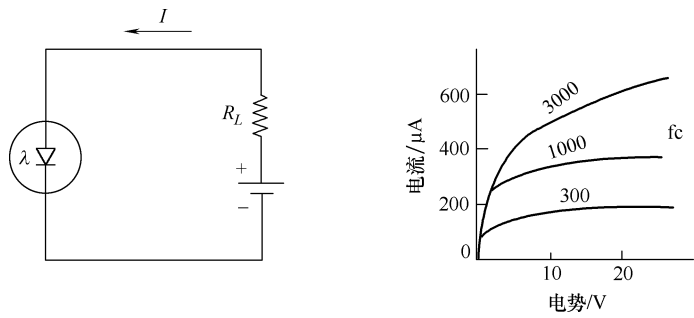


图 1-13 光敏二极管的特性

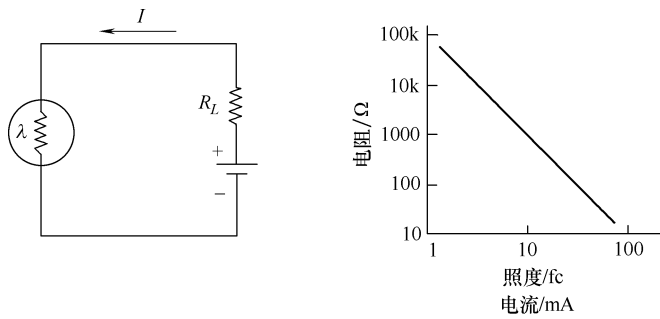


图 1-14 光电导管的特性

值变化增益。微传感器的制造提高了可靠性，并且器件以阵列方式进行扩展，如图 1-15 所示，其中图像强度 $\bar{I} = (x, y)$ 被量化为灰度级表示 $f(\bar{I})$ 。这种多功能成像设备的使用范围可从分析光谱学到夜视和太空防御的应用。

所有核辐射的共同特性是其与构成物质的原子发生相互作用。对各种形式物质的相互作用的性质随辐射成分的不同而相差迥异，如图 1-16 所示。当这些辐射从介质中穿过时，就与介质相互作用，使介质发生电离。在对是否存在核辐射进行检测时，主要就利用了这种电离效应。由于 α 射线和 β 射线衰减过快，很难检测到，因此通常不会用于检测。通过检测 γ 射线及其闪光效应或发光效应来检测核辐射。电离率首选的测量单位是伦琴每小时，放射性射气生成物的单位是居里， γ 射线能量的总和以 MeV 为单位。另外还需要区分每分钟的衰变数和电离率两个概念。计数率测量对半衰期测定和核检测是有用的，但并不能提供能说明危险程度的核辐射暴露率信息。在美国每年估计对人的辐射剂量是 0.25R（伦琴）。辐射水平超过 0.1R/h 的地区为高辐射地区，要求张贴警告标志。

探测核辐射的方法基于测量这些辐射的电离效应。有两类机械化的探测器：脉冲式电离作用探测器和使用电离室提供平均辐射效应的电离电流探测器。第一类包括 Geiger- Mueller 管和更敏感的具备个体计数能力的闪光计数器。检测单个电离闪

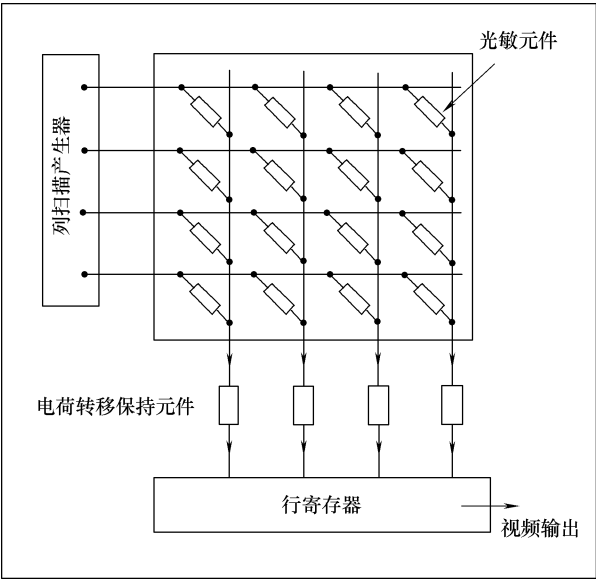


图 1-15 量子传感器阵列

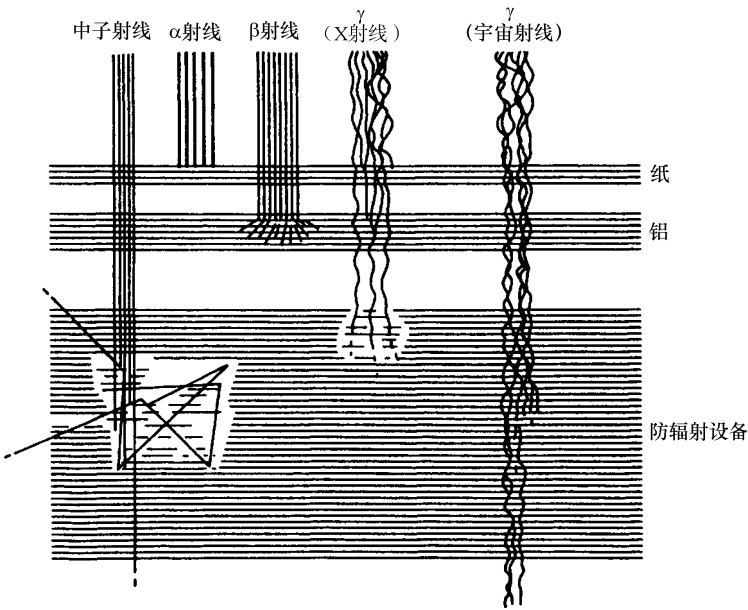


图 1-16 核辐射的特性

光通过例如碘化钠活化晶体光耦合到一个高增益光电倍增管，如图 1-17 所示。电离电流探测器主要用于有害辐射防护方面的应用，如在受高辐射水平的工业区。离子室后面紧接着一个输出以伦琴每小时为单位来校准电离率的放大器。这种方法

是必要的，因为在非常高电离率的情况下脉冲式探测器是不适用的。核辐射检测的实际工业应用包括测厚仪，如 X 射线检验的无损检测和如使用中子活化法的化学分析。

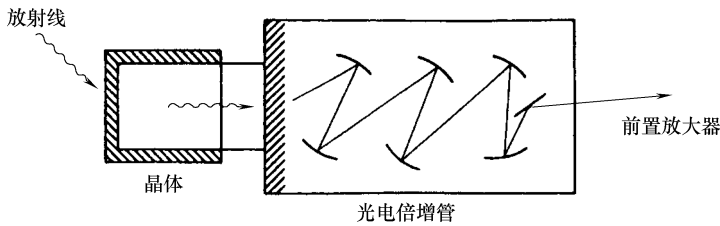


图 1-17 闪光探测器

1.5 分析传感器

过程测量和分析测量之间的关系通常仅与传感器的位置有关，其中过程测量是在实时物理事件中进行的，而分析测量可以对异地检测进行事后离线测量。这些测量提供有用的描述函数，越来越多地应用于替代传统的数学过程模型。化学传感器用来探测化学元素或分子化合物的有无、浓度或数量。这些传感器可以分为两类：要么是基于电磁的，运用了滤光和原子质量单位光谱学；或者是基于电化学的，即如何筛选带电物质。图 1-18 所示的是一个对量子光谱进行具体化学测量的结构，采用从紫外线到近红外光谱的波长选择滤波器，耦合到一个光电发射倍增管，其输出由一个宽带示波器显示。另外，通常质谱化学分析是在高度真空中采用如图 1-19 所示的四阶滤波器进行，样品气体由离子源注能。质量过滤器依据 $mv^2 = 2eV$ 的电磁场关系，选择特定荷质比的离子。这些离子由随后的离子探测器进行收集，其电流强度与原子质量单位（AMU）相关。

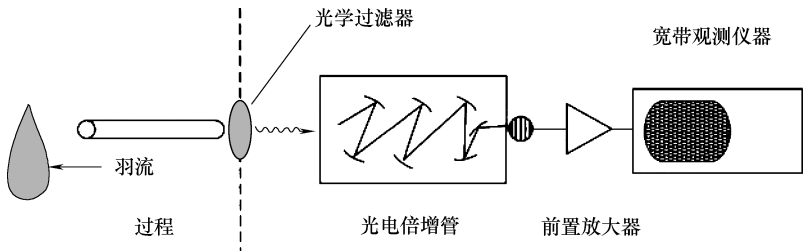


图 1-18 光谱分析仪结构

工业过程和化学流程的在线测量经常需要使用选择性化学分析仪来对过程对象进行控制。实例包括锅炉中氧气的控制、燃烧过程中硫氧化物的排放以及石油加工相关的碳氢化合物。诸如气相色谱仪等实验室测量仪器一般不用于在线测量，主要

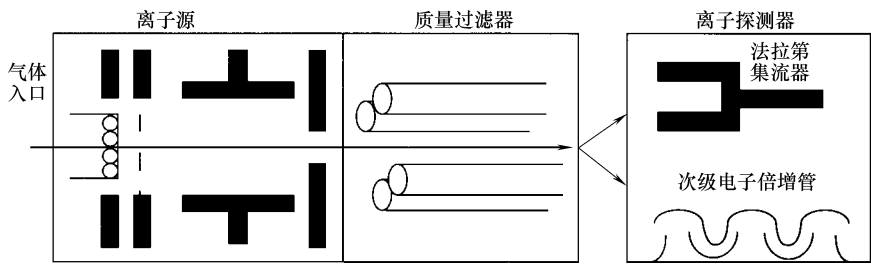


图 1-19 质谱分析仪结构

因为它们是对存在的所有化合物进行同步分析，而不是关注于某种单一的化合物。

由于通过配置来测量的化合物范围广，色散红外分析仪是应用最广泛的化学分析仪。其工作原理是通过比较样本和参考单元对红外能量吸收上的差异来检测样本的物质种类。测量基于隔膜分离样本和参比单元的偏转，这反过来使得振荡电路失谐，从而输出与化合物浓度相对应的模拟电信号。氧分析仪通常是电流计型的，其工作方式是氧气在金制阴极产生化学还原反应，在银制阳极形成与还原反应的氧气浓度成函数关系的电流。在顺磁风设备中，当在磁场中包含氧气的混合物产生梯度时，就会产生磁风效应。测量是通过在加热电阻元件上发生热冷却效应所形成的热风速计而实现的。表 1-5 展示了基本电化学分析仪的方法，图 1-20 描述了基本气体分析仪的校准系统。

表 1-5 电化学分析仪的方法

化 合 物	分 析 仪
CO, SO _x , NH _x	红外
O ₂	电流计、顺磁性
HC	焰离子化
NO _x	化学荧光
H ₂ S	电化电池

在这组中是 pH 值、电导率和离子选择性电极。pH 值定义了酸性氢离子 H⁺ 和碱性羟基离子 OH⁻ 之间的平衡，其中一种离子的增加是以另一种离子的减少为代价的。pH 探针 对溶液中的 H⁺ 离子敏感，从而可以表征样品的酸度或碱度。所有这些离子选择性电极都是基于能斯特（Nernst）方程 [见式（1-7）]，其通常说明单价离子的活度每变化 10 倍会产生 60mV 的电位变化：

$$V_0 = V + \frac{F}{n} \log(ac + s_1 a_1 c_1 + \cdots)$$

(1-7)

V_0 = 传感读数和参考电极之间的电压（V）；
 V = 电极基本电位；

F = 能斯特因子，在 25℃ 时为 60mV；
 n = 离子价，例如 1 为一价，2 为二价；
 a = 离子活性；
 c = 活度；
 s = 对干扰离子电极的敏感度。

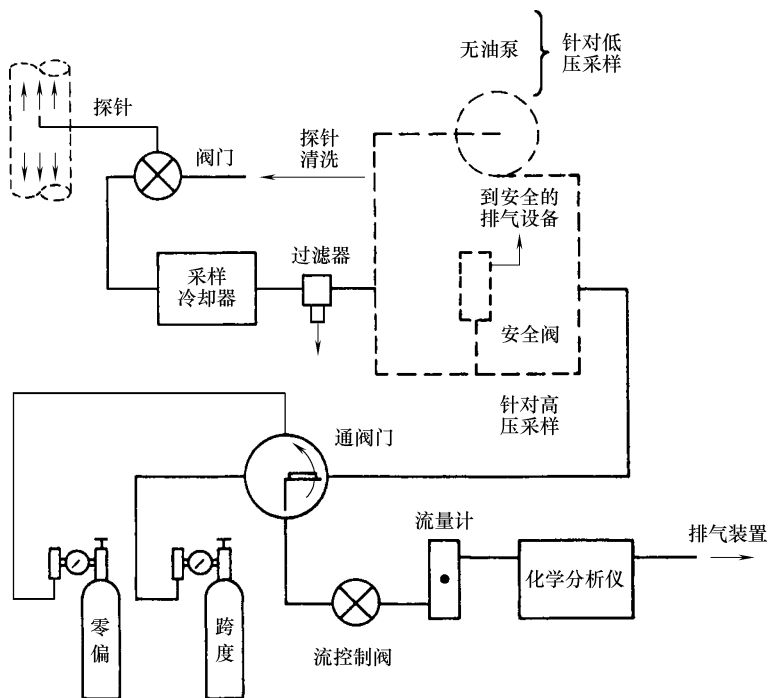


图 1-20 气体分析仪的校准

在线近红外传感器通常用于工艺和质量的测量，主要应用在水和有机材料成分和膜厚的控制方面，包括从纸张到钢聚合物的产品范围。对于样本的照度，吸收和对在 1100 ~ 2500nm 的近红外波长的反射率，测量误差可以达到 0.1% FS。图 1-21 所示的近红外分析传感器描述了工作机理，其中测量（吸收波长）和参考（反射波长）采用不同的红外过滤器，给这些过滤器合适的比例就可以补偿在应用环境中遇到的各种偏差。传感器的校准是通过跨零的方法分别实现灵敏度 and 偏移量的调整。

从 20 世纪 70 年代开始，受到个人计算机发展的推动，随着计算机数据处理与运算的成本逐步降低，逐步产生了基于计算机的测量仪器的概念，能够将分立的测量仪器连网构成精密的自动测试系统。借助用户定义的可编程性和重构性，更高效的数据采集和演示得到发展，产生了更多计算密集的测量仪器结构。因此现代的虚拟测量仪器能够将基本的传感器数据提升到更高的质量，并能给出更复杂的分析说

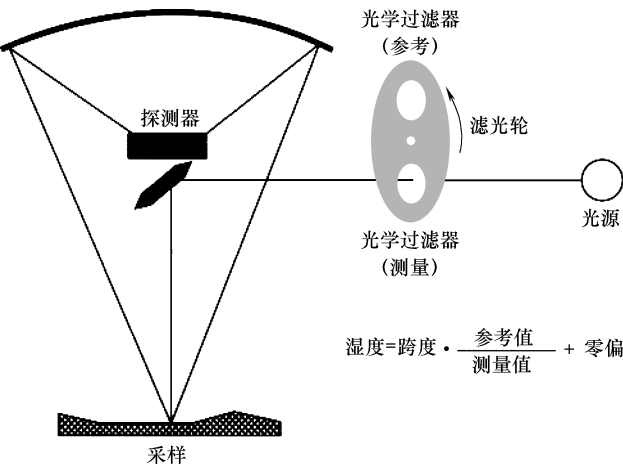


图 1-21 近红外分析传感器 (Courtesy Moisture Systems, Corporation)

明。多功能输入/输出 (I/O) 硬件通常与个人计算机平台上开发应用软件相结合，以实现定制的虚拟测量仪器，例如下述在制造和生物医学领域应用中进行采样试验用的微波显微镜实例。

微波显微镜的一个优点是能够对表层下和表面特性进行微米分辨率采样成像。由于微波激发波长处于毫米量级，其极限半波长阿贝分辨率势垒可以得到扩展，辅以在激励、敏感度和信号处理方面的增强型换能器，能够使用更短的近场渐逝微波空间波长分量进行检测。如图 1-22 所示的虚拟测量仪器，具有 30 GHz 微波源的 100Hz 正弦 1F 信号抖动，与采样相关的 2F 空间频率分量进行合成。自动控制器使其灵敏度增加，并且自动控制器的直流控制参数可以调谐微波源，对颤动信号也是如此，以获得最大的空间分量的谐振频移。2F 信号的离散傅里叶变换的归一化幅度越高，谐振曲线的品质因子的选择性就越好，频率偏移图像就越接近被采样信号。该测量仪器的分辨率受限于 GHz 源的杂散噪声性能，能达到 -55dB，这相当于表 5-7 所示的九位精度（见第 5 章）。

虚拟测量仪器的软件体系结构可分为两个层次：测量和配置服务以及应用开发工具。测量和配置服务包含为接口硬件 I/O 设备所定制的软件驱动程序，它们作为子程序，通常通过图形图标对它们进行调用。这一层的配置工具包括对硬件通道属性的命名和设置，例如幅度缩放。除非要保证兼容性，选择用于应用程序开发的软件可以独立于硬件设备。

图形化的程序通常由图标所构成，包括为应用程序的源代码服务的面板。面板提供了一个可并行执行功能的图形化用户界面。图 1-23 所示的 Lab-VIEW 示图展现了一个用于生成图 1-22 所示数据显示图像的视图图像模块，可作为 MATLAB 文件导出。启动该程序时，面板（1）定义了可见显示属性。“while loop”所包含

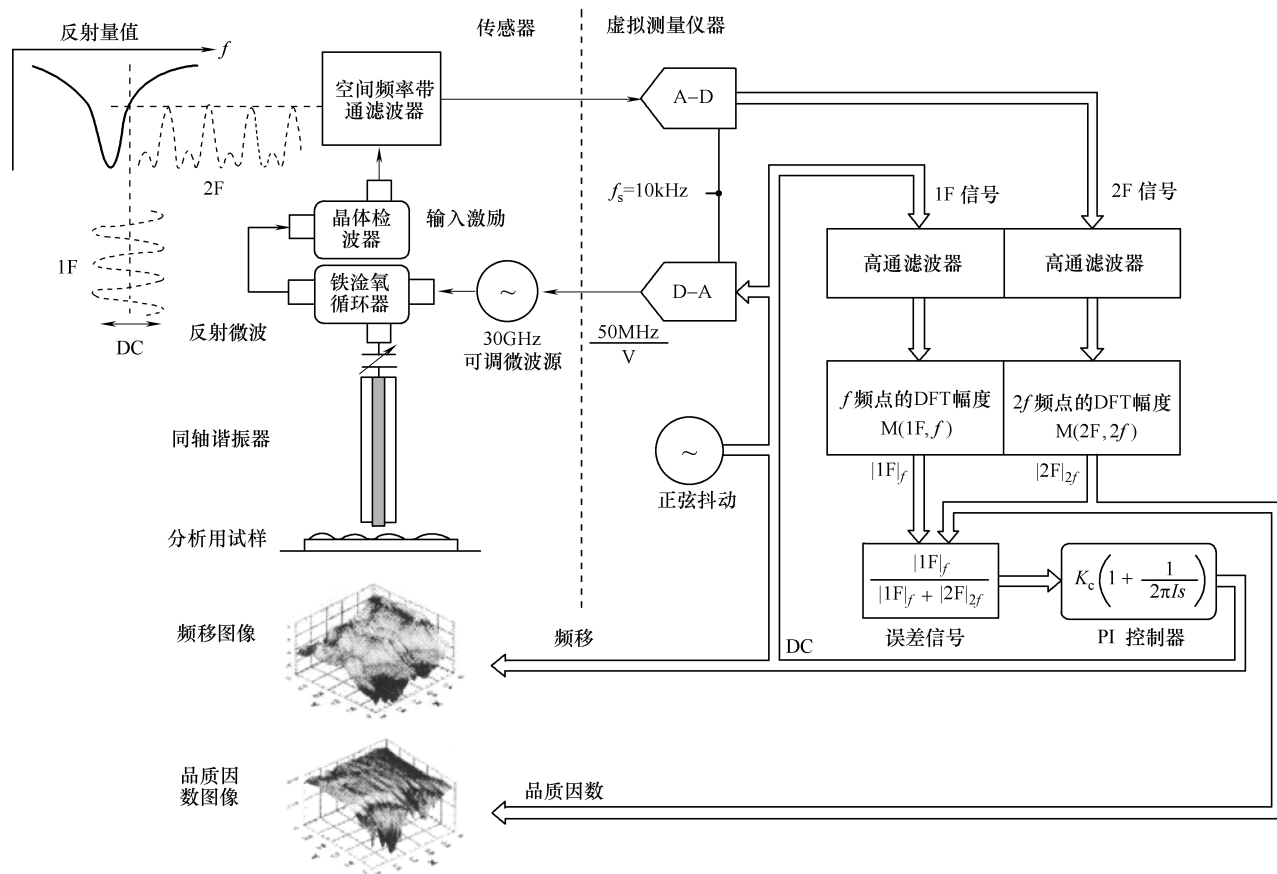


图 1-22 使用微波显微镜的生物医学测量仪器

的内容进行循环执行，直到控制信号 Done 设置为 false（2），使得条件表达式退出这一“while loop”循环。节拍器图标描述了以 50ms 时间间隔来迭代执行“while loop”循环。实现该图像生成的数据结构以顺序方式执行。

同心视窗（3）类似于 C 语言中的“case”语句，由布尔加载变量来控制。当 Load 值为 true 时，“case”进程被触发。（3）中的图标允许用户定位一个图像文件，而（4）中的图标提供了一个子程序，为阵列反映的频移和品质因数提取显微图像内容。一个“顺序”的数据结构执行所有图像的格式化。（4）中的图标选择（5）中的字符串作为 XY 矢量，写入数据图像。注意此代码将 X 和 Y 的显示设置成以毫米作为单位。

1.6 习题

1-1. 在设计和规格定义中，对传感器的理解是必不可少的要求。比较热电偶、电阻温度计元件和半导体温度传感元的测量应用特性。

1-2. 电位传感器元件有 1800 个线圈，总阻值达 1kΩ。请计算由 1V 直流励磁每线圈运动产生的输出噪声电压幅值。

1-3. 采用 300℃ 和 600℃ 条件下的系数，使用二次线性化方法实现一个 S 形热电偶的线性电路设计。本征热电偶的输出由下表所示：

℃	0	150	300	450	600	750
mV	0.016	1.03	2.32	3.74	5.23	6.80

1-4. 一个用于气象卫星传感器的辐射计，如果有以小时为单位的平均故障间隔时间（MTBF）数据，可以通过预测随机子系统故障来确定卫星在一个连续工作时间间隔 R_{TOT} 内的可靠性（见图 1-24）。评估一个运行时间间隔 t 为 5 年的卫星的可靠性。

$$R_{TOT} = R_{ANT} \times R_{REC} \times R_{MOD} \times R_{PWR}$$

式中

$$R = \exp(- t/MTBF)$$

辐射计元件	MTBF/h
天线	9×10^5
接收器	5×10^5
调制解调器	7×10^5
电源	3×10^5

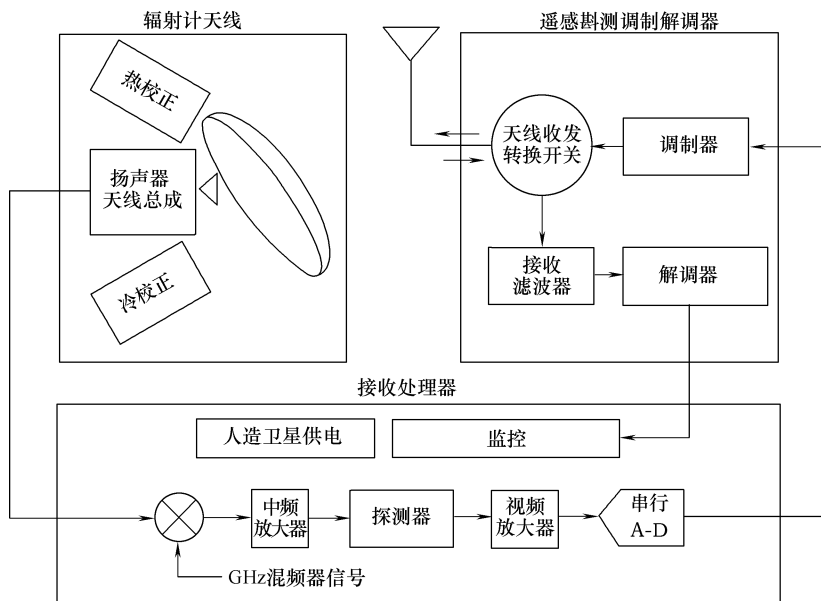


图 1-24 辐射计

参 考 文 献

1. Gardner, J.W., *Microsensors*, Wiley, 1994.
2. Garrett, P.H., et al., *Advanced Instrumentation and Computer I/O Design*, IEEE Press, 1994.
3. Garrett, P.H., et al., "Emerging Methods for the Intelligent Processing of Materials," *J. of Materials Engineering and Performance*, Vol. 2, No. 5, October 1993.
4. Garrett, P.H. (contributing author), *Handbook of Industrial Automation*, Marcel Dekker, 2000.
5. Garrett, P.H., et al., "Self-Directed Processing of Materials," IFAC, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Elsevier, Vol. 12, August 1999.
6. Jha, A.R., *Infrared Technology*, Wiley, 2000.
7. Kovacs, G.T.A., *Micromachined Transducers Sourcebook*, McGraw-Hill, 1998.
8. Malas, J.C., et al., "Emerging Sensors for the Intelligent Processing of Materials," *Journal of Materials*, Vol. 48, No. 9, September 1996.
9. Norton, H.N., *Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems*, Prentice-Hall, 1969.
10. Petriu, E.M. (Editor), *Instrumentation and Measurement Technology and Applications*, IEEE Technology Update Series, 1998.
11. Prensky, S.D. and Castellucis, R.L., *Electronic Instrumentation*, 3rd ed., Prentice-Hall, 1982.
12. Rabinovich, S.G., *Measurement Errors and Uncertainties*, 2nd ed., Springer-Verlag, 1999.
13. Tabib-Azar, M., et al., "Super-Resolution Characterization of Microwave Conductivity of Semiconductors," *IOP Measurement Science Techn.*, Vol. 3, 1993.
14. Draper, C.S., *Instrument Engineering, Vol. 1, Fundamentals*, McGraw-Hill, 1952.

第2章 仪器放大器和参数误差

2.0 简介

本章涉及的是设备和仪器仪表应用中使用的线性系统，包括电子放大器电路。本章先从半导体器件的温度特性开始讨论，然后扩展到差分放大器及对其特性参数的分析，从对它内部各级的深入分析，去理解放大器。这包括系统中放大器的增益—带宽—相位稳定性的关系，以及多级放大器系统的相互作用。理解运算放大器的作用和局限性是理解仪器放大器的一个前提条件。

在一个信号采集系统中，测量仪器放大器通常是第一个电子设备，在很大程度上它决定了数据可达到的精度。目前测量仪器放大器被证明具有足够的线性度、共模抑制比（CMRR）、低噪声以及精度在微伏范围内的总误差。本章将用以上特性参数和具有代表性的器件来分别讲述5类测量仪器放大器，然后利用这些参数来比较应用于从低输入电压误差到高带宽应用的各种不同的放大器电路。

2.1 器件的温度特性

pn结是电子电路中基本的半导体器件，它是以二极管、双极型晶体管和场效应晶体管的形式出现的。半导体中自由载流子的多少直接反映流过半导体电流的大小，它是一个关于热能的直接函数。在20℃（即绝对零度以上293K）的室温下，半导体有充足的能量来释放出价电子。这些载流子在电势差的影响下做漂移运动。载流子的漂移运动形成了电流，电流的大小是一个关于热能而非关于电压的函数，并且很大程度表现在半导体器件的电阻率负温度特性上（即电流随温度的增加而增加）。

与反向偏置pn结相关联的主要变化在于反向饱和电流 I_s 随温度的变化。在半导体材料硅和锗中， I_s 都是由半导体的结构和掺杂浓度决定的，温度每变化1℃时， I_s 会有7%的变化。每上升10℃， I_s 就上升一倍，如图2-1和式（2-1）所示。正向偏置pn结的结电势随温度升高而降低，如式（2-2）所示，温度每升高1℃，结电势就下降2.0mV。在图2-1中， dV/dT 的温度变化特性是将正向结电势 V 对相应 I_s 的温度求微分，表现为图2-1中的箭头所示的随温度变化趋势。这种关系正是半导体器件表现出失调电压随温度漂移的原因。在上述两个关系等式中对电压等效的温度估计都有一个经验模型，定义为 $V_T = (273K + T^{\circ}C) / 11600$ ，常温下大约

为 25mV。

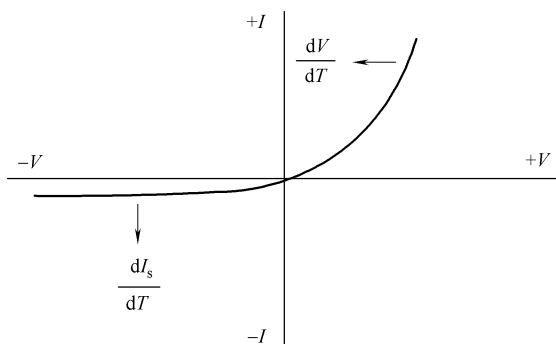


图 2-1 pn 结 V - I 温度特性

$$\frac{dI_s}{dT} = I_s \frac{d(\ln I_s)}{dT} \text{ A}/^\circ\text{C} \quad \text{反向偏置} \quad (2-1)$$

$$\frac{dV}{dT} = \frac{V}{T} - V_T \left(\frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} \right) \text{ V}/^\circ\text{C} \quad \text{正向偏置} \quad (2-2)$$

2.2 差分放大器

数据采集系统中的传感器信号遇到的第一级电子电路通常是一个仪器放大器的差分输入级。图 2-2a 所示的双极型全差分放大器，是在许多线性应用中的一个重要的电路。该全差分放大器工作在双电源（正、负电源）下，其输入级的基极的静态工作点为 0V。由于发射极耦合电路的相互作用，在输入端施加的差分信号才是有效的驱动信号，而由于电路的对称性，输入信号中的共模成分将会被抵消掉。以其中一个单端输出 V_{O2} 作为参考，输入放大管 Q_1 可以看成是一个带恒流源负载的射极跟随电路，这个恒流源的输出阻抗是兆欧姆量级的。因此同相电压增益为非常接近于 1（0.99999），即通过发射极耦合到共发射极放大级 Q_2 ，而 Q_2 提供的差分电压增益如式（2-3）所示。

差分放大器的伏安转移特性的定义如图 2-2b 所示，其中横坐标表示归一化的差分输入电压 $(V_1 - V_2) / V_T$ 。转移特性如图 2-2b 所示，对应输入电压摆幅 50mV（ $\pm 1V_T$ 单位）的工作点处的转移特性是线性的。该曲线的最大斜率发生在工作点 $I_o/2$ 处，此时电路的有效跨导为 $\Delta I_c / \Delta (V_1 - V_2) / V_T$ 。这个斜率由总电流 I_o 决定，如式（2-4）所示。差分输入阻抗 R_{diff} 和共模输入阻抗 R_{cm} 由式（2-5）和式（2-6）所定义。同相和反相输入端之间的有效电压增益抵消作用由式（2-7）的共模增益表示。差分增益和共模增益的比值也提供了一个无量纲的指标——差分放大器 CM-RR，由式（2-8）所表示，其典型值通常达到 10^5 。

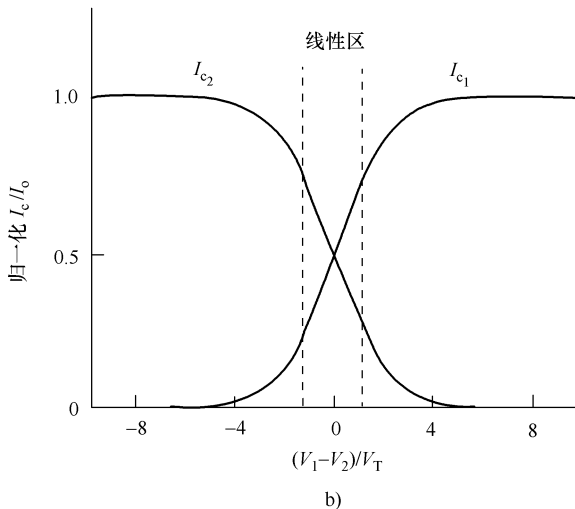
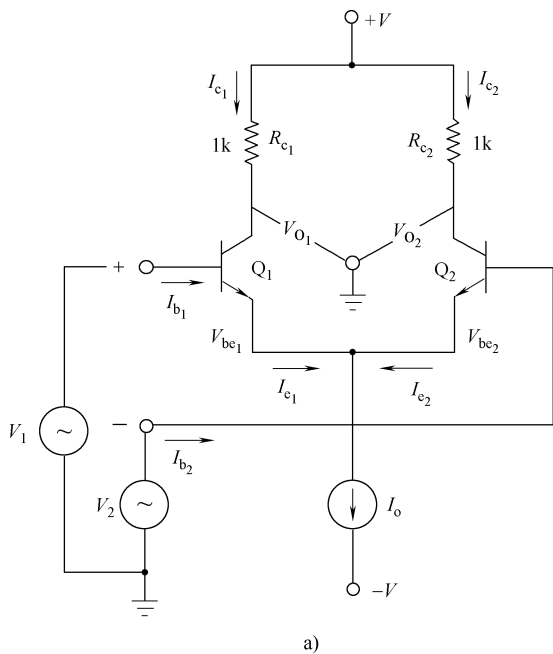


图 2-2 差分直流放大器和转移特性 ($h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 1k$, $h_{oe} = 10^{-6}S$)

$$A_{v_{diff}} = \frac{h_{fe} R_c}{2h_{ie}} \text{单端 } V_{O2} \quad (2-3)$$

$$= 50$$

$$I_o = I_{s1} \exp(V_{be1}/V_T) + I_{s2} \exp(V_{be2}/V_T) \quad (2-4)$$

$$= 1\text{mA}$$

$$R_{\text{diff}} = \frac{4V_T h_{fe}}{I_o} \quad (2-5)$$

$$= 10\text{k}\Omega$$

$$R_{\text{cm}} = \frac{h_{fe}}{h_{oe}} \quad (2-6)$$

$$= 100\text{M}\Omega$$

$$A_{v_{\text{cm}}} = \frac{h_{oe} R_c}{2} \quad (2-7)$$

$$= 5 \times 10^{-4}$$

$$\text{CMRR} = \frac{A_{v_{\text{diff}}}}{A_{v_{\text{cm}}}} \quad (2-8)$$

$$= 10^5$$

运算放大器和仪器放大器的性能在很大程度上取决于它们的输入级相关的误差。这些误差以及它随温度变化的特性通常表示为电压或电流失调值，因此不同的放大器就得在相同的基础上进行比较。通过这种方式，各种因素，比如放大增益选择、误差的放大就不会导致对信号幅度的真实值的混淆。同样值得注意的是，相对于非差分放大器，差分放大器电路的对称性提供了优良的直流稳定性，并能将输入误差降到最小。

一组在同一集电极电压下同一类型的双极型晶体管的基极—发射极电压差异通常只有 20mV。一个如图 2-2a 所示的带恒定发射极电流沉的差分对， V_{be} 的失调电压 V_{os} 大约是 1mV。式 (2-9) 定义了这个输入失调电压和差分对的反向饱和电流 I_s 的失配之间的依赖关系。这一不匹配是由于在生产过程中的掺杂浓度和形状的偏差所导致的。对失调的调整通常是通过在发射极电路中引入一个外部调节电阻 $R_{V_{os}}$ 来实现的，如图 2-4 所示。那将允许在不干扰发射极电流的情况下，通过调节发射极电压增加或减小来使 V_{os} 下降到 0V。

而更加令人担忧的是，失调电压会随温度变化，其变化率设为 dV_{os}/dT 。这一输入误差是由于 V_{be1} 和 V_{be2} 的不匹配导致的，而且难以进行补偿，如式 (2-10) 所示。然而，对式 (2-2) 所述特性的器件，差分电路能将温度变化率从 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 降到 $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，改善了 1000 倍。通过比较，JFET（结型场效应晶体管）差分电路的 V_{os} 较大，在 10mV 量级， dV/dT 通常为 $5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。这可以通过匹配器件的夹断电压参数来实现对误差的最小化。双极型晶体管输入偏置电流失调和失调电流温度偏移如式 (2-11)、式 (2-12) 所描述的那样，它们是由电流增益失配 ($h_{fe1} \neq h_{fe2}$) 所引起的。JFET 差分电路设计本质上是可以提供低的输入偏置电流和失调电流偏差的，因此有利于电流型传感器信号的放大。然而，JFET 偏置电流随着温度的增加是按指数增加的，如图 2-3 所示，导致在 100°C 以上温度时会超过双极型晶体管输入偏置电流，从而限制了 JFET 差分放大器在此温度以上的使用。

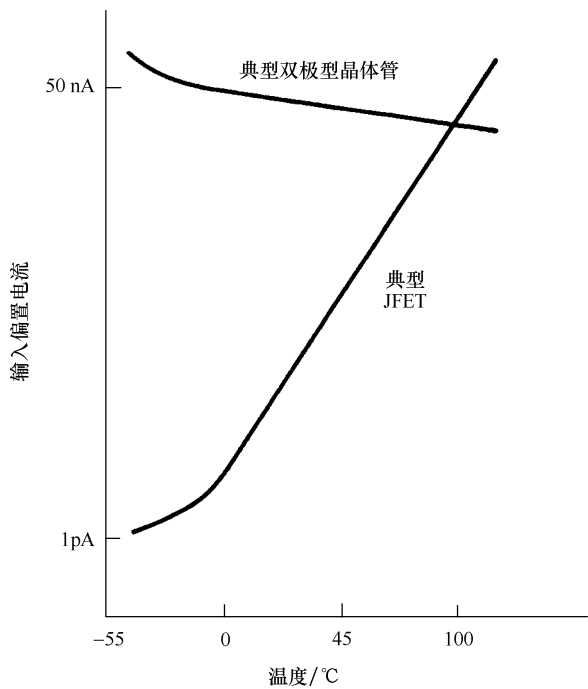


图 2-3 晶体管输入电流温度漂移曲线

$$\begin{aligned} V_{os} &= V_T \ln \frac{I_{s2} I_{e1}}{I_{s1} I_{e2}} \\ &= 1 \text{ mV} \end{aligned} \tag{2-9}$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_{os}}{dT} &= \frac{dV_{be1}}{dT} - \frac{dV_{be2}}{dT} \\ &= 2 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \end{aligned} \tag{2-10}$$

$$\begin{aligned} I_{os} &= I_{b1} - I_{b2} \\ &= 50 \text{ nA} \end{aligned} \tag{2-11}$$

$$\begin{aligned} \frac{dI_{os}}{dT} &= B I_{os} \\ &= 0.25 \text{ nA}/^\circ\text{C} \end{aligned} \tag{2-12}$$

$$\begin{aligned} B &= -0.005/^\circ\text{C} > 25^\circ\text{C} \\ &= -0.015/^\circ\text{C} < 25^\circ\text{C} \end{aligned}$$

2.3 运算放大器

大多数运算放大器都有类似的设计，如图 2-4 所示，它由差分输入级、高增益

中间级和功率输出级组成。运算放大器具有非常高的直流增益，并且增益与频率存在恒定的滚降关系。这使这些电路可以接受任意网络的反馈，并且在应用中对 DC 和 AC 信号进行放大时都能保持很高的稳定性。因此，这些电路网络能够在电路系统中准确地传递信号，信号质量只有很微小的恶化。最早的集成电路放大器在 1963 年由德州仪器公司提供，但 1965 年推出的飞兆 709（Fairchild 公司，又译仙童半导体）是第一个实现广泛应用的运算放大器。国家半导体公司的 LM108 则是第二代，在结构上做了改进。制造技术的进步使放大器有了整体性能上的提高，这一点可以由 ADI 公司的 OP-07 来例证。进一步的优化设计可以实现零漂移、超低噪声，这类器件包括凌特公司的 LTC-1250。值得注意的是，当代运算放大器电路结构包括了一个高增益的中间级，这个中间级采用了一个恒流源有效负载。大约 500k Ω 的增益级有效负载阻抗与大约 100 Ω 的发射极电阻 R_e 之间的比值决定了整体开环增益 A_{V_o} 的值，如图 2-4 所示。

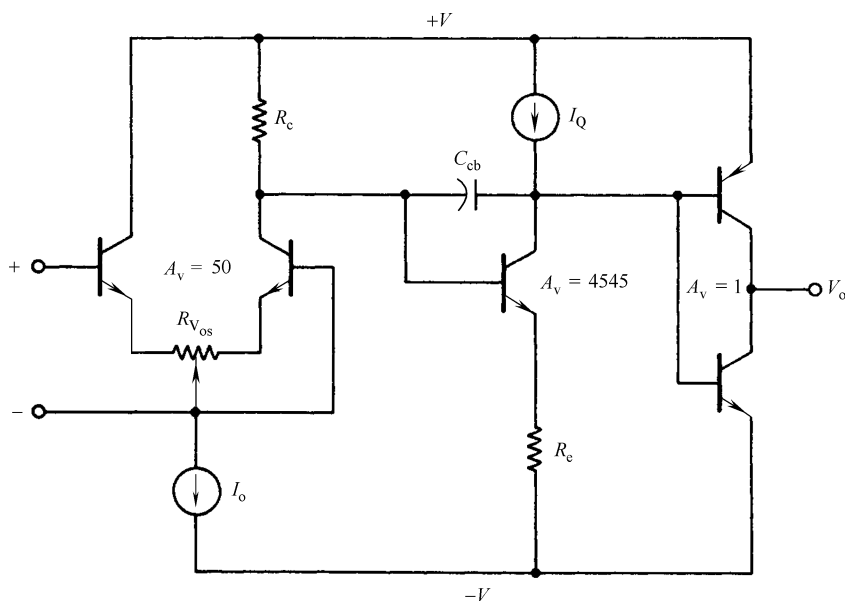


图 2-4 基本运算放大器电路

反相运算放大器的电路如图 2-5 所示。图 2-4 的级联中间级增益使总开环增益 A_{V_o} 达到 227500，从而使闭环增益 A_{V_c} 近乎理想，闭环增益 A_{V_c} 如式 (2-13) 所示：

$$A_{V_c} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-IR_f}{IR_c} = \frac{-R_f}{R_i} \quad (2-13)$$

由

$$R_{i_{diff}} \rightarrow \infty, V_d = \frac{V_o}{A_{V_o}} \rightarrow 0, |A_{V_o}| \rightarrow \infty$$

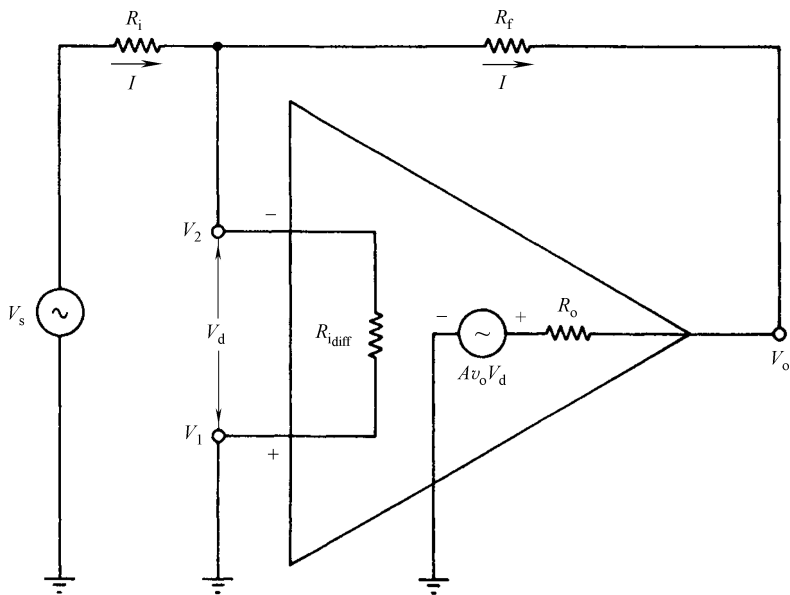


图 2-5 反相运算放大器

实际上，由于非线性和不稳定性，在没有反馈回路时，开环增益 A_{v_o} 值是没有用处的。输出和反相输入之间的负反馈的引入导致了虚地的出现， $V_d = V_1 - V_2$ 保持为零。运算放大器的分类基本上是由放大器差分输入级所用的有源器件类型决定的。表 2-1 界定了这种分类。

表 2-1 运算放大器与仪器放大器类型

双极型晶体管	在信号处理领域得到广泛应用，可以在各项性能指标间取得良好的平衡
FET	由于具备非常高的输入阻抗，因此常常被用作仪器放大器的预放大级。但它的输入误差要远大于双极型晶体管放大器
CAZ	即 Commutating Auto-Zero amplifier，带自动归零电路的双极型晶体管放大器，常用于对输入偏差的内部测量和校正。可以提供低输入偏差的放大应用
BiFET	结合双极型晶体管和 FET 型的长处而成的放大器，在一些通用放大应用场合里，可以取代双极型晶体管放大器
高电流放大倍数器件	输入阻抗能接近 FET 器件的双极型器件，同时具备低输入误差的特点，但可靠性不够好
低功耗放大器	可以在低至 1V，甚至更低的系统电源电压下工作的放大器，采用复杂的低功耗电路来实现
隔离放大器	通常使用调制或者光学手段实现非常高的隔离度，通常用于医疗设备或仪器
斩波放大器	DC- AC- DC 电路，内部使用电容耦合放大器，能提供非常小的输入失调
变容二极管	变容二极管具有非常小的输入电流，因此可以用于电流放大器，例如光电倍增管
振动电容器	即电容周期性变化的电容，是用于要求非常低输入电流的放大应用场合的特殊器件，例如用于静电计

根据负反馈理论, 当一个反相放大器的相移达到 -180° 时, 如果它的增益等于或大于 1, 那么这个放大器将变得不再稳定。这是因为反馈网络带来了 -180° 的相位偏移, 输入和输出之间的正反馈关系就会建立起来。例如闭环增益 A_{V_c} 值为 100 时, 放大器增益、带宽和相位之间的关系由图 2-6 和式 (2-14) ~ 式 (2-16) 来描述。每个中间级贡献的相移为 -90° , 其中 -45° 是在 -3dB 频率处实现的。主极点补偿电容 C_{cb} 决定了高增益级的 -3dB 频率为 10Hz , 如图 2-4 所示。第二个极点导致的转角频率在 1MHz , 由差分输入级所贡献。第三个 25MHz 的极点是由输出级贡献的。

$$A_{V_o} = \frac{227.250}{\left(1 + j \frac{f}{10\text{Hz}}\right) \left(1 + j \frac{f}{1\text{MHz}}\right) \left(1 + j \frac{f}{25\text{MHz}}\right)} \quad (2-14)$$

$$\phi_t = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{10\text{Hz}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f}{1\text{MHz}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f}{25\text{MHz}}\right) \quad (2-15)$$

$$\text{相位裕度} = 180^\circ - \phi_t \quad (2-16)$$

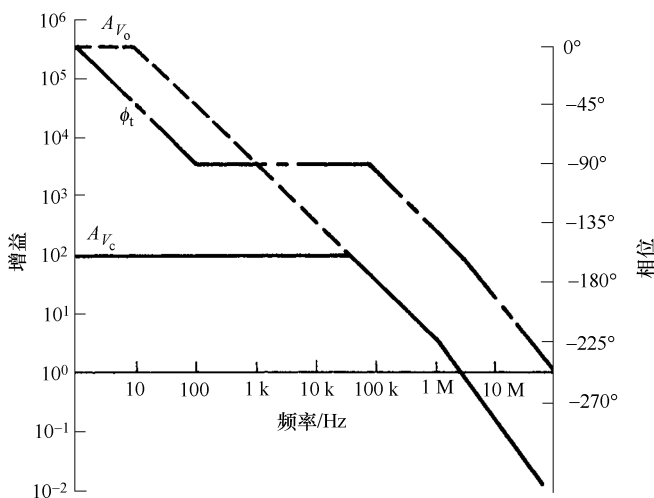


图 2-6 运算放大器增益-带宽-相位关系示意

2.4 仪器放大器

要获得准确的信号测量值, 尤其是对有干扰时的低电平信号的测量, 要求放大器的性能超过典型运算放大器的信号处理能力。在信号采集通道的传感器里, 仪器放大器通常是第一个电子器件, 并且在很大程度上它决定了信号采集所能达到的精度。目前的测量放大器具有高线性度、高稳定性和低噪声的特性, 即使在有温度变化的环境中其总误差也大约为毫伏量级, 这与由输入引线连接引起的热电耦合效应

的量级相当。高 CMRR 特性对于干扰抑制特性来说很重要，而且在考虑地电压回路存在偏差的情况下也有利于建立一个信号参考地电平。放大器的输入阻抗是前级电路的负载，因此高输入阻抗有助于减小有限负载下的前级输出电压的分压效应，并可以在没有使 CMRR 恶化的情况下调节源阻抗失衡。测量放大器的精确增益值，比如 1000.000，在获得测量信号的准确缩放比例、测量结果保存精度等方面都很重要。

运算放大器或者测量放大器的 CMRR 与输出电压 V_o 信号之间的关系可以用式 (2-17) 来表示，并且可以用式 (2-18) 推导得到。对如图 2-7 所示的减法器电路，差分电压增益 $A_{v_{diff}}$ 由反馈电阻和输入电阻的比例 (R_f/R_i) 决定，共模电压增益则由反馈电阻与输入电阻之间的失配决定，而这种失配往往由电阻元件的标称公差所决定。因此，减法器的 $A_{v_{cm}}$ 可以由式 (2-18) 给出，表 2-2 列出了对应不同的电阻公差下可以获得的平均 CMRR。由式 (2-18) 可知，CMRR 随 $A_{v_{diff}}$ 的增加而增加，而由于 $A_{v_{cm}}$ 归一化到了电阻公差上，所以 $A_{v_{cm}}$ 保持不变。

$$V_o = A_{v_{diff}} V_{diff} + A_{v_{cm}} V_{cm} \quad (2-17)$$

$$= \left(1 + \frac{1}{\text{CMRR}} \frac{V_{cm}}{V_{diff}} \right)$$

$$\text{CMRR}_{\text{subtractor}} = \frac{\frac{1}{2} \left(\left| \frac{R_{f2} \pm \Delta R_{f2}}{R_{i2} \pm \Delta R_{i2}} \right| + \left| \frac{R_{f1} \pm \Delta R_{f1}}{R_{i1} \pm \Delta R_{i1}} \right| \right)}{\left| \frac{R_{f2} \pm \Delta R_{f2}}{R_{i2} \pm \Delta R_{i2}} \right| - \left| \frac{R_{f1} \pm \Delta R_{f1}}{R_{i1} \pm \Delta R_{i1}} \right|} \quad (2-18)$$

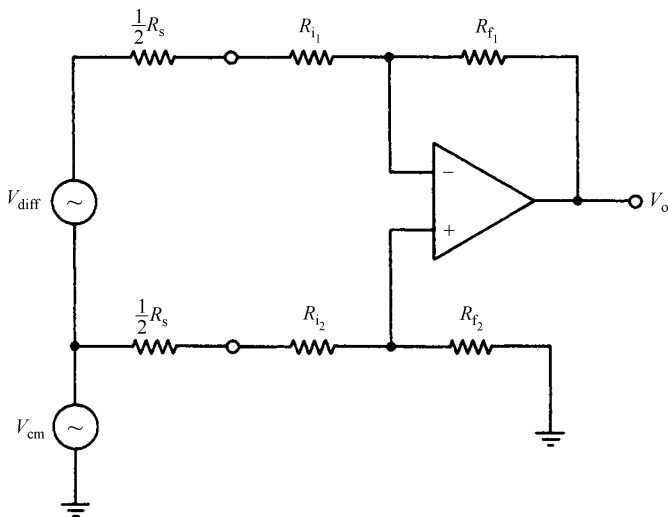


图 2-7 仪器减法器

表 2-2 减法器预估 CMRR

电阻容差	5%	2%	1%	0.1%
$A_{v_{cm} \text{ subtractor}}$	0.1	0.04	0.02	0.002
CMRR _{减法器} ($\times A_{v_{diff}}$)	10	25	50	500

减法器的 CMRR 通常能达到 10^4 ，而且由于它只需要一个运算放大器来构成，因此在成本上是较低的。然而，当将它的性能与典型信号采集应用所需的要求相比，它的性能就几乎达不到要求了。例如它要求 4 个电阻都要精确匹配、输入阻抗由输入电阻 R_i 决定等。现代的双极型晶体管放大器，例如带有千兆欧输入内阻的 ADI 公司的 OP-07 和 Burr-Brown 公司的 OPA-128，在源电阻 R_s 只有千欧级别时，也不会存在输入电压分压效应，在这种情况下，输入电阻 R_i 就可以是兆欧级别的。低偏流放大器是现代传感器所必须的，例如核子测定仪、pH 检测和光电倍增管。OPA-128 的 I_{os} 约为 30fA， R_s 约为 $10M\Omega$ ，为这种应用提供了均衡的输入参数。在图 2-8 中，对电阻 R_c 进行补偿，是为了和 R_s 匹配，从而维持较高的 CMRR。表 2-3 列出了 5 个放大器的参数对比，这些参数都会影响特定放大器的性能，其中 CMRR 的值是在电路中所期望的值。

表 2-3 放大器输入参数与应用

参 数	低失调电压 OP-07	低偏流 OPA-128	仪器用放大器 AD624	高电压隔离 应用 AD215	高带宽视频 应用 OPA-646	备注
V_{os}	10 μ V	140 μ V	25 μ V	0.4mV	1mV	失调电压
$\frac{dV_{os}}{dT}$	0.2 μ V/ $^{\circ}$ C	5 μ V/ $^{\circ}$ C	0.25 μ V/ $^{\circ}$ C	2 μ V/ $^{\circ}$ C	12 μ V/ $^{\circ}$ C	失调电压温度 漂移
I_{os}	0.3nA	30fA	10nA	300nA	0.4 μ A	失调电流
$\frac{dI_{os}}{dT}$	5pA/ $^{\circ}$ C	Negligible	20pA/ $^{\circ}$ C	1nA/ $^{\circ}$ C	10nA/ $^{\circ}$ C	失调电流温度 漂移
Sr	0.3V/ μ s	3V/ μ s	5V/ μ s	6V/ μ s	180V/ μ s	摆率
f_{hi}	600kHz	500kHz	1MHz	120kHz	650MHz	单位增益带宽
CMRR	10^4	10^4	10^5	10^5	10^4	$A_{v_{diff}}/A_{v_{cm}}$
V_{cm} (有效值)	10V	10V	10V	1500V	10V	最大输入电压
V_n (有效值)	10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	27nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	可忽略	7.5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	输出噪声
$f(A_v)$	0.01%	0.01%	0.001%	0.0005%	0.025%	增益非线性
$\frac{dA_v}{dT}$	$50 \times 10^{-6}/^{\circ}$ C	$50 \times 10^{-6}/^{\circ}$ C	$5 \times 10^{-6}/^{\circ}$ C	$15 \times 10^{-6}/^{\circ}$ C	$50 \times 10^{-6}/^{\circ}$ C	增益温度漂移
R_{diff}	$8 \times 10^7\Omega$	$10^{13}\Omega$	$10^9\Omega$	$10^{12}\Omega$	15k Ω	输入差分电阻
R_{cm}	$2 \times 10^{11}\Omega$	$10^{13}\Omega$	$10^9\Omega$	$5 \times 10^9\Omega$	1.6M Ω	输入共模电阻

如图 2-9 所示的仪器放大器 AD624，它由 3 个放大器构成[⊖]，第一级由两个对

⊖ 早期这种架构称为三放大器，Three-Amplifier，现在较少使用这种名称了。——译者注

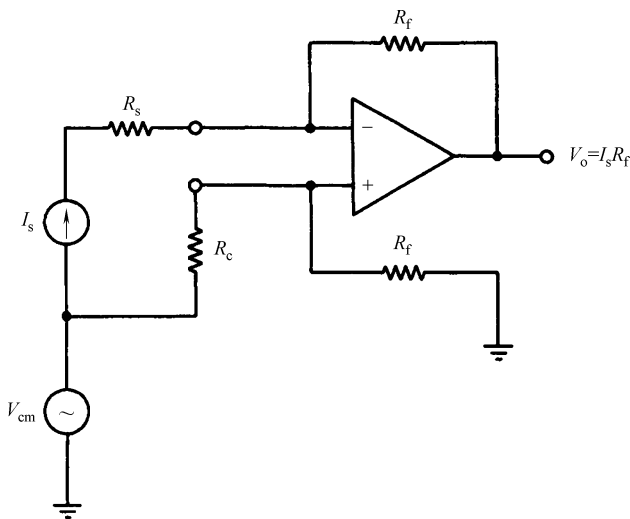


图 2-8 差分电流转电压放大器

称的放大器构成差分输入差分输出的全差分输入级，第二级构成减法器，它的 $\text{CMRR}_{3\text{amp1}}$ 达到了 10^5 ，而且不需要外部电阻，这使得它比前述减法电路有更好的性能。为了减小输出噪声和输出失调电压，减法器的差分增益 $A_{v\text{diff}}$ 通常设为单位增益。第一级由于是全差分结构，因此它的共模增益为 1，第一级的 CMRR 和 $A_{v\text{diff}}$ 在数量上是相等的。通过内部电阻修调技术，可以使减法器的 $A_{v\text{cm}}$ 达到式 (2-19) 中的值：

$$\begin{aligned}\text{CMRR}_{3\text{amp1}} &= \text{CMRR}_{1\text{st stage}} \text{CMRR}_{\text{subtractor}} \\ &= \frac{A_{v\text{diff } 1\text{st stage}}}{1} \frac{1}{A_{v\text{cm subtractor}}}\end{aligned}\quad (2-19)$$

$$\begin{aligned}&= \left(1 + \frac{2R_0}{R_1}\right) \left(\frac{1}{0.001}\right) \\ \text{CMRR}_{\text{diff output}} &= \left(1 + \frac{1R_0}{R_C}\right) \left(\frac{2}{0.001}\right)\end{aligned}\quad (2-20)$$

图 2-10 所示的差分输出仪器放大器，通过在三放大器电路的基础上又增加一级输出减法电路的方式提高了 CMRR ，如式 (2-20) 所示。通过比较得知，当使用 $\pm 15\text{V}$ 直流电源时，每一个信号半周期都可以使用其中一侧电源，这样单独一个减法器的输出满幅是 24V (p-p)，而两个减法器则可以获得 48V (p-p) 的满幅输出电压。由于第一级的增益使得等效输出增益翻倍，从而使 $\text{CMRR}_{\text{diff}}$ 达到了 10^6 。这种先进的放大器，通过在远端端接一个差分转单端的减法器，就可以在传送通道上连续抑制共模干扰，从而为信号采集系统提供高质量的模拟信号。

对于带地回路干扰的高噪声和高电压的应用场合来说，使用隔离放大器是十分

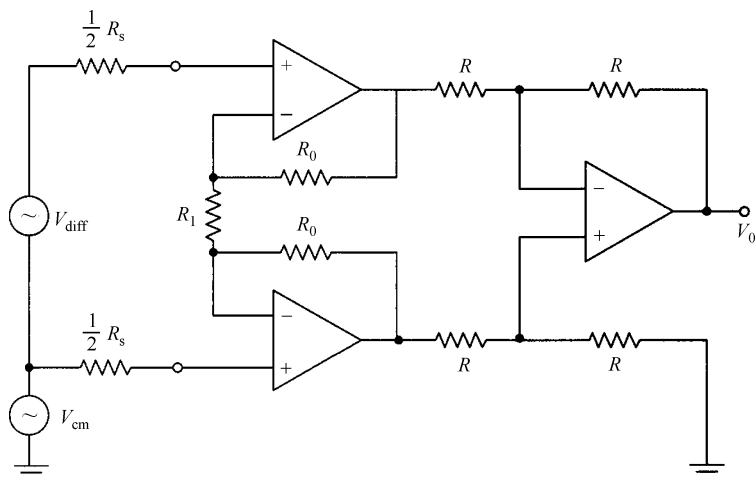


图 2-9 三放大器仪器放大器

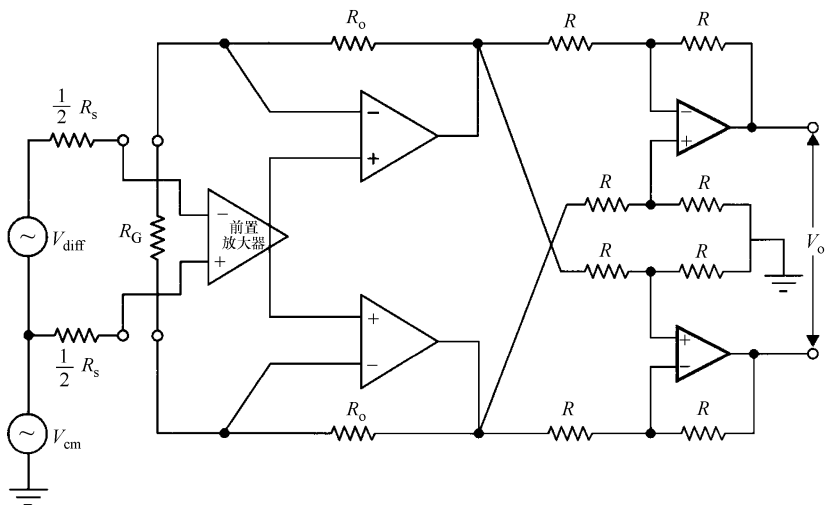


图 2-10 全差分输出仪器放大器

有利的。它的电耦合隔离能力通常能提供低至 $1\mu\text{A}$ 的输入到输出漏电。隔离放大器的前端电路和仪器放大器很类似，如图 2-11 所示，它使用一个内部的 DC-DC 隔离电源，这样可以保证隔离电路的电源完整性，利于提高接收外部传感器信号的灵敏度。这种放大器不需要施加外部偏置电流，即使外部传感器是浮地的，放大器仍可正常工作。为了限制故障发生时过大的电流，很多设计还包含了一个 $100\text{k}\Omega$ 的串联输入电阻 R 。典型的隔离电路的等效电路包括一个 $10^{11}\Omega$ 大小的电阻并联一个 10pF 的电容，它们分别用 R_{iso} 和 C_{iso} 来表示。一般输入到输出的隔离度要达到 1500V 是常见的。这里引入一个相对于输出的隔离模式抑制比（Isolation Mode Re-

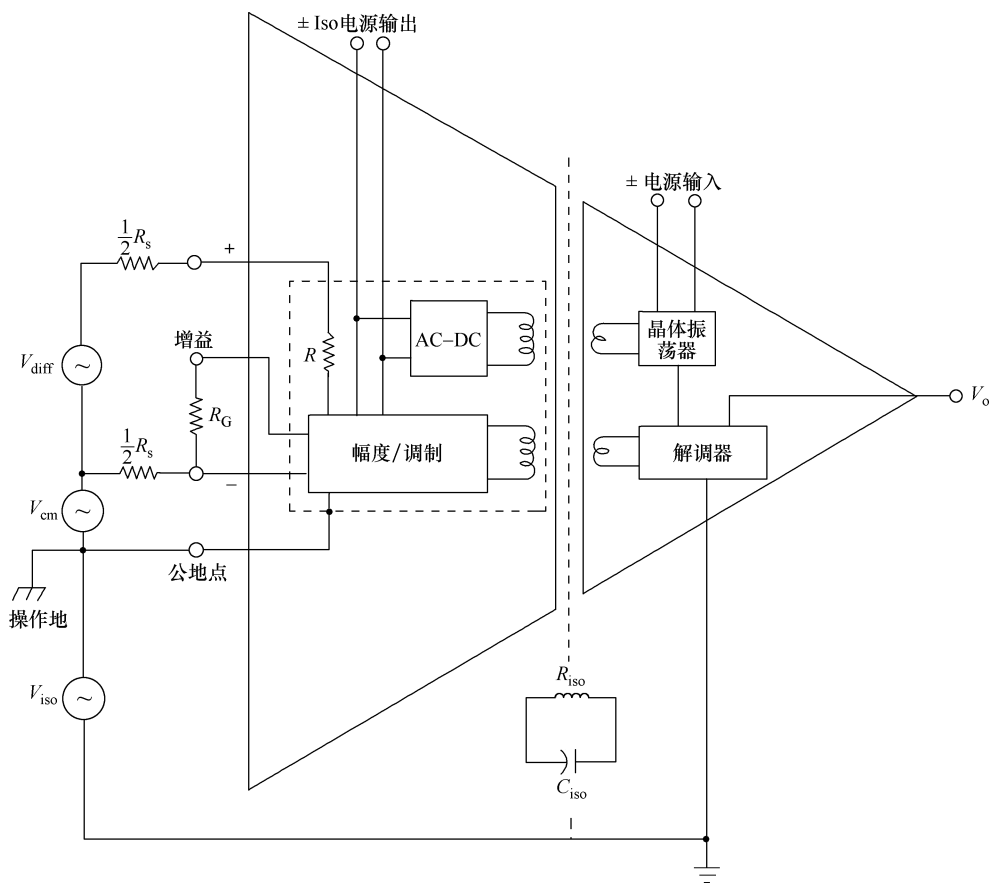


图 2-11 仪器用隔离放大器

jection Ratio, IMRR)。在 60Hz 下，通常输入 CMRR 为 10^5 ，相对于输出的 IMRR 为 10^8 。这种能力使得电路能抑制来源于 V_{cm} 和 V_{iso} 的干扰，而这两种干扰是传感器应用中经常遇到的。这种关系如式 (2-21) 所示：

$$V_o = A_{v_{diff}} V_{diff} \left[1 + \frac{1}{CMRR} \frac{V_{cm}}{V_{diff}} \right] + \frac{V_{iso}}{IMRR} \tag{2-21}$$

高速数据转换器、脉冲信号调理电路和视频信号电路需要使用宽频放大器。这类放大器的特性用建立时间、延时、摆率和瞬态残余来表征，如图 2-12 所示。在这类电路里，寄生电抗和不仔细设计的电路版图很容易导致性能恶化。放大器的摆率直接取决于输出电压信号幅度和信号频率的乘积，如果为了保证放大器的线性度，这个乘积就不能超过摆率。例如，一个视频系统里常见的频率为 3MHz、摆幅为 1V (p-p) 的正弦信号，它要求放大器的摆率不低于 $9.45\text{V}/\mu\text{s}$ 。如果放大器还带有 1000pF 的输出电容负载，那么它在该频率下就必须提供 10mA 的输出电流。这种关系可以用式 (2-22) 和图 2-13 的计算图来描述（摆率单位为 V/s）。

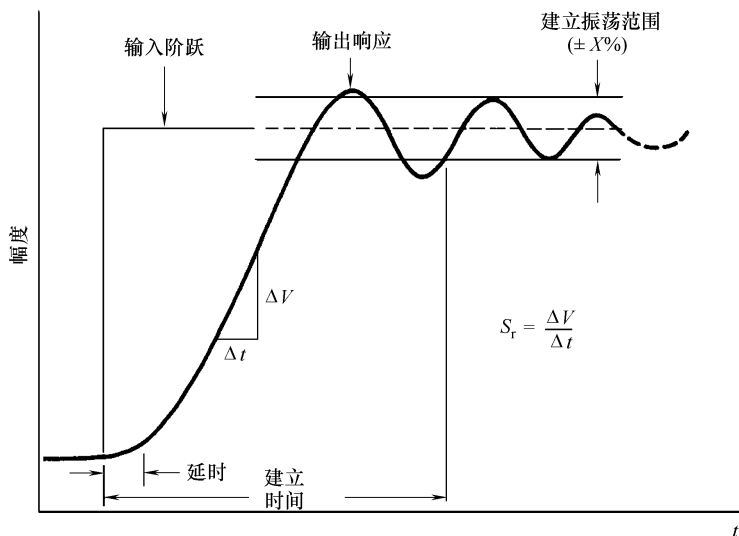


图 2-12 宽频放大器的建立特性

$$S_r = V_{opp} \pi f_{\text{signal}} = \frac{I_o}{C_{sh}} \quad \text{V/s} \quad (2-22)$$

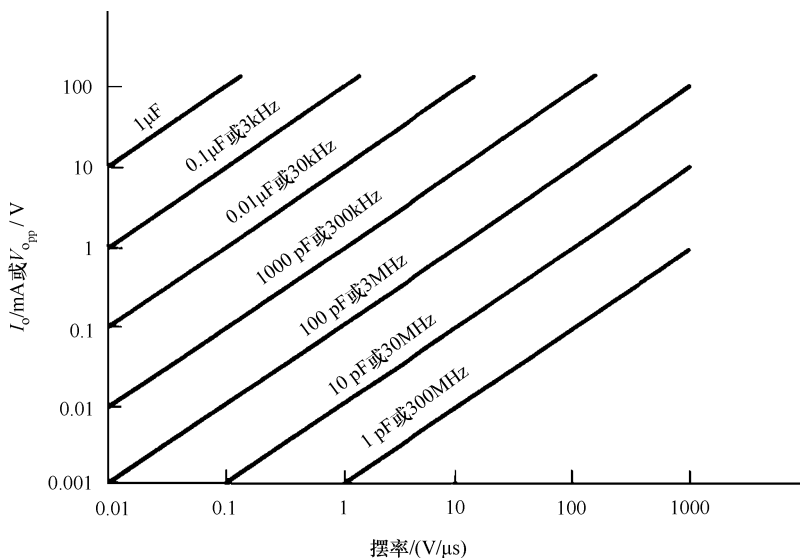


图 2-13 放大器摆率曲线

2.5 放大器参数误差估算

选择一个仪器放大器时，涉及如何选择放大器的输入性能指标，因为输入性能

将影响到在应用时能否尽可能减少输入放大误差。考虑到 V_{cm} 和 R_s 是由应用场景决定的，因此对罗列于表 2-3 中的 5 类不同的放大器进行失调电压、干扰抑制能力和增益非线性等性能指标的比较是有指导意义的。在表 2-4 中，列出了每个性能参数的误差值，然后分别用两种形式的表达式来表示出该类放大器的总体性能：一种形式是 RTI（Refer-To-Input）电压振幅阈值不确定性（单位为伏特）；另一种形式是经过 $A_{v_{diff}}$ 后的误差占总输出电压信号幅度的比例。从各输入参数导出的总误差如式（2-23）所示，式中误差项上的横杠表示平均值，不带横杠的误差项表示来自系统误差和随机误差，它们按有效值平均表示的。注意，通常 $A_{v_{diff}}$ 按输入信号 V_{diff} 最大时来取，以在放大器的输出得到所需要的 V_{0FS} 。然而，在表 2-4 里，每个 $A_{v_{diff}}$ 都为 1，因此，就要求输入电压等于 V_{0FS} 了。

表 2-4 放大器误差比较列表（ $V_{diff} = 1V$ ， $A_{v_{diff}} = 1$ ， $V_{0FS} = 1V$ ， $dT = 10^{\circ}C$ ）

参 数	OP-07	OPA-128	AD624	AD215	OPA-646	备 注
R_s	10kΩ	10MΩ	1kΩ	50Ω	75Ω	输入相关误差
V_{cm}	± 10V	± 10V	± 10V	± 1000V	± 10V	
V_{os}	$\overline{10\mu V}$	$\overline{140\mu V}$	$\overline{25\mu V}$	$\overline{400\mu V}$	$\overline{1000\mu V}$	失调误差
$\frac{dV_{os}}{dT}dT$	2μV	50μV	2.5μV	20μV	120μV	
$I_{os}R_s$	$\overline{3\mu V}$	$\overline{0.3\mu V}$	$\overline{10\mu V}$	$\overline{15\mu V}$	$\overline{30\mu V}$	
$6.6Vn\sqrt{f_{hi}}$	51μV	126μV	26μV	可忽略	1262μV	串扰
$\frac{V_{cm}}{CMRR}$	1000μV	1000μV	100μV	10000μV	1000μV	
$f(A_v)\frac{V_{0FS}}{A_{v_{diff}}}$	$\overline{100\mu V}$	$\overline{100\mu V}$	$\overline{10\mu V}$	$\overline{50\mu V}$	$\overline{250\mu V}$	非线性误差
$\frac{dA_v}{dT}dT\frac{V_{0FS}}{A_{v_{diff}}}$	500μV	500μV	50μV	150μV	500μV	
$\mathcal{E}_{ampl\ RTI}$	$(\overline{113} + 1119)\mu V$	$(\overline{240} + 1126)\mu V$	$(\overline{45} + 115)\mu V$	$(\overline{465} + 10003)\mu V$	$(\overline{1280} + 1690)\mu V$	$\Sigma mean + 1\sigma RSS$
$\mathcal{E}_{ampl\% FS}$	0.123% FS	0.136% FS	0.016% FS	1.046% FS	0.297% FS	$\times \frac{A_{v_{diff}}}{V_{0FS}} \times 100\%$

$$\mathcal{E}_{ampl\% FS} = \{ \mathcal{E}_{amplRTI\ volts} \} \times \frac{A_{v_{diff}}}{V_{0FS}} \times 100\%$$
$$= \left\{ \overline{V_{os}} + \overline{I_{os}R_s} + f(A_v)\frac{V_{0FS}}{A_{v_{diff}}} + \left[\left(\overline{\frac{dV_{os}}{dT}dT} \right)^2 + \left(\frac{V_{cm}}{CMRR} \right)^2 + (6.6Vn\sqrt{f_{hi}})^2 + \left(\frac{dA_v}{dT}dT\frac{V_{0FS}}{A_{v_{diff}}} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \times \frac{A_{v_{diff}}}{V_{0FS}} \times 100\%$$

(2-23)

每个放大器用统一的 $A_{v_{diff}}$ 、 V_{0FS} 和温度变化率 dT 来进行评估，但 R_s 和 V_{cm} 则是和它们的典型应用场景相关的。这些放大器由于各自的共模抑制特性，都可以对未接地或者电磁耦合导致的输入电压干扰进行抑制，即放大器 CMRR 值可以抑制输入共模电压 V_{cm} 上的干扰。为了揭示这些可能存在的差异，平均失调电压 V_{os} 也没有经过修正。假设 OP-07 被用在一个简单的四电阻减法器， $R_s = 10k\Omega$ ；OPA-128 低输入偏置电路放大器与一个 R_s 为 $10M\Omega$ 的电流传感器相连。从表 2-4 中可以看出 AD624 的三放大器电路具有整体最好的性能和鲁棒性，其误差总和是其他放大器的 $1/10$ 。

隔离放大器 AD512 的 $50\Omega R_s$ 可以表示为前级测量放大器的输出电阻或者低电平传感器的输出电阻。要注意的是，它的 $1000V$ 输入共模电压 V_{cm} 是按其总误差计算的，可以被放大器本身安全处理掉。最后，对于带 75Ω 同轴电缆 R_s 的宽带 OPA-646，它不同于其他放大器的是，它即使有 10 倍内部噪声干扰的情况下仍可以提供 10 倍的带宽。由于使用了相同的制造技术，因此所有的放大器误差总是可以度量的。考虑到放大器内部噪声电压的峰值因子为 6.6，其有效值 V_n 乘以 6.6 得到其峰值，从而可以与其他放大器的总误差进行比较。

2.6 习题

2-1. 运算放大器的双工器电路为计算机调制解调器和电话线路之间提供定向耦合，如图 2-14 所示。请找到使增益 A_1 和 A_2 最大，同时 A_3 最小的电阻值，并计算这些增益的大小。

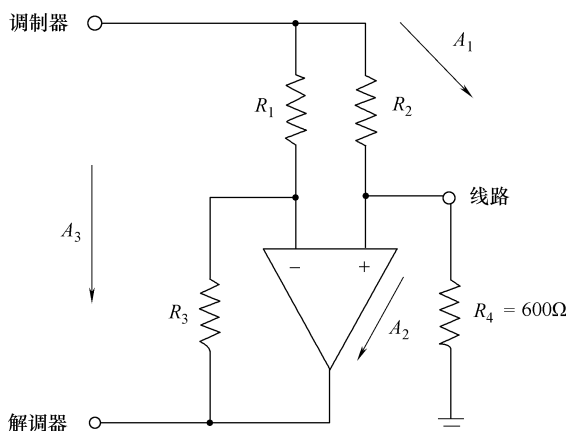


图 2-14 习题 2-1 图

2-2. 利用超精密运算放大器 ADI OP177E 的芯片规格（可从 ADI 公司网站下载）来补充到表 2-4 中，进行误差比较。使用式 (2-23)，输入 $R_s = 10k\Omega$ ， V_{cm} 等

于 $\pm 10\text{V}$ 。假设放大器增益随温度的漂移是由电阻温漂导致，温漂系数为 $20 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。计算得到的相对于输入的误差用 μV 表示，以及相对于输出满幅 % FS 来表示。计算中设 CMRR 为 100000。

2-3. 图 2-15 中所有的增益模块都具有相同的增益值 $K = 1000$ 。下列两种放大器架构可以提供精确的增益 $G = y/r = 100$ 。在相同的内部模块噪声 n 下，请在下列架构中选择一种输出噪声 y/n 最小的架构。并给出推导 G 和 B 的表达式。

架构 I：

$$\sqrt[3]{\frac{y}{r}} = \frac{K}{1 + KB}$$

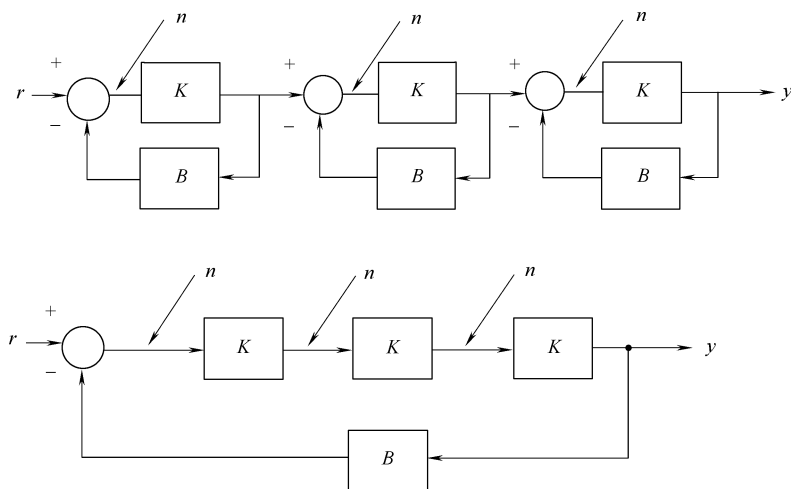


图 2-15 习题 2-3 图

架构 II：

$$y = \frac{K^3}{1 + K^3 B} r$$

参 考 文 献

1. Bailey, D.C., "An Instrumentation Amplifier Is Not an Op Amp," *Electronic Products*, September 18, 1972.
2. Connelly, J.A., *Analog Integrated Circuits*, New York: Wiley-Interscience, 1975.
3. Embinder, J., *Application Considerations for Linear Integrated Circuits*, New York: Wiley-Interscience, 1970.
4. Fitchen, F.C., *Electronic Integrated Circuits and Systems*, New York: Van Nostrand Reinhold, 1970.

5. Garrett, P.H., *Analog I/O Design, Acquisition: Conversion: Recovery*, Reston, VA: Reston Publishing Co., 1981.
6. Graeme, J.G., *Applications of Operational Amplifiers: Third-Generation Techniques*, New York: McGraw-Hill, 1973.
7. Jaquay, J.W., "Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers," *Electronic Design News*, May 5, 1972.
8. Kollataj, J.H., "Reject Common-Mode Noise," *Electronic Design*, April 26, 1973.
9. Lyerly, T.C., "Instrumentation Amplifier Conditions Computer Inputs," *Electronics*, November 6, 1972.
10. Netzer, Y., "The Design of Low-Noise Amplifiers," *Proceedings of IEEE*, June 1981.
11. Pettit, J.M and McWhorter, M.M, *Electronic Amplifier Circuits*, New York: McGraw-Hill, 1961.
12. Rutkowski, G.B., *Handbook of Integrated-Circuit Operational Amplifiers*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
13. Tobey, G., Graeme, J., and Huelsman, L., *Operational Amplifiers: Design and Applications*, New York: McGraw-Hill, 1971.

第 3 章 测量仪器信号滤波器

3.0 简介

从马可尼 (Marconi) 无线电波实验开始, 对电子滤波器的需求已经持续了一个多世纪之久, 然而可靠的理想滤波网络只在最近 40 年才出现。低频仪器中的无源滤波器一直存在电容 C 和电感 L 值过大、电感损耗过高的问题。当需要精确信号处理时, 带限信号在仪器中的应用使人们更关注附加在测量信号中的滤波器误差。

因此, 本章描述了在测量信号应用中的低通和带通滤波器的特性, 并引出了常用低通滤波器实现中的误差分析。在测量仪器常用的频率范围 (直流到 100kHz) 内, 有源滤波器网络具备的良好的稳定性, 使得有源滤波器网络得到广泛应用。本章讲述的滤波器误差分析将有利于优化数据转换系统中的滤波器, 这些滤波器用于对输入信号进行整形、抗混叠和对输出信号进行插值。

3.1 用于仪器的带限滤波器

在仪器应用中, 低通滤波器被用来在测量带限信号时实现频率选择功能。任意信号通过低通滤波器的结果就是滤波器将对信号的高频成分产生相当大的衰减, 因此滤波器阻带被定义为受滤波器衰减的频率范围, 禁带的边界称为滤波器截止频率, 滤波器通带则被定义为未被滤波器衰减的频率范围。用于仪器的滤波器, 如果具备如图 3-1 所描述的理想低通滤波器幅度响应 $A(f)$ 和相位响应 $B(f)$, 则在实现滤波时不会对通带内的信号带来失真或加入误差。实际上, 使用性能优良的滤波器, 例如传输特性符合巴特沃斯多项式或者贝塞尔多项式的滤波器, 对于保持测量信号的精确性非常重要。然而, 理想滤波器实际上是实现不了的, 因为用多项式表示的实际滤波器不能实现理想滤波器的陡峭边带的要求, 这种陡峭边带特性体现为频率域的非连续性。

图 3-2 描述了巴特沃斯 (Butterworth) 低通滤波器的幅度响应 $A(f)$ 特性曲线, 图 3-3 描述了相频响应 $B(f)$ 特性曲线, 图中 n 表示滤波器的阶数, 也可以说是表示滤波器多项式的极点个数。巴特沃斯滤波器的特性是从直流直到 -3dB 截止频率的通带内具备频率响应最大平坦度, 其中随着阶数 n 增大, 最大平坦度带宽就越趋近于 f_c 。这些特性在式 (3-1) 和式 (3-2) 以及表 3-1 中都可以看出。巴特沃斯

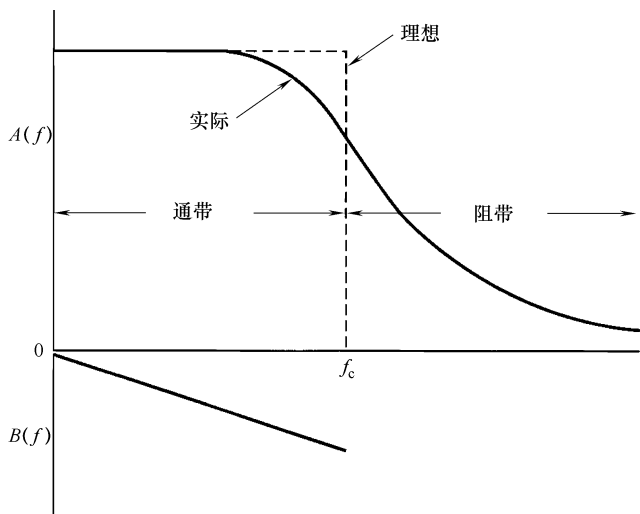


图 3-1 理想低通滤波器

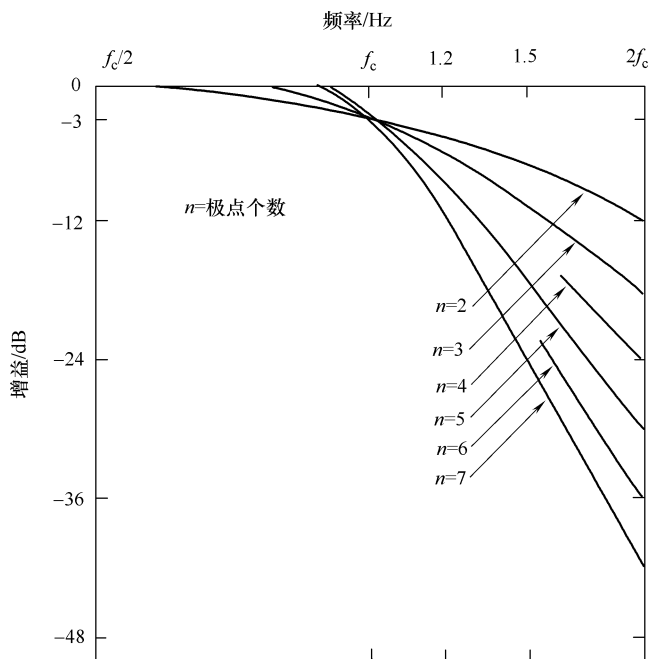


图 3-2 巴特沃斯低通幅频特性曲线

滤波器在超出 f_c 后的衰减速度会随着滤波器阶数的增加而增大，而且其相频响应的非线性很小且平缓变化，这使它更加接近于理想低通滤波器的特性。关于这个与理想滤波器的近似中的误差分析将会在 3.3 节中介绍。图 3-4 描述了高通巴特沃斯滤波器的幅度响应曲线。

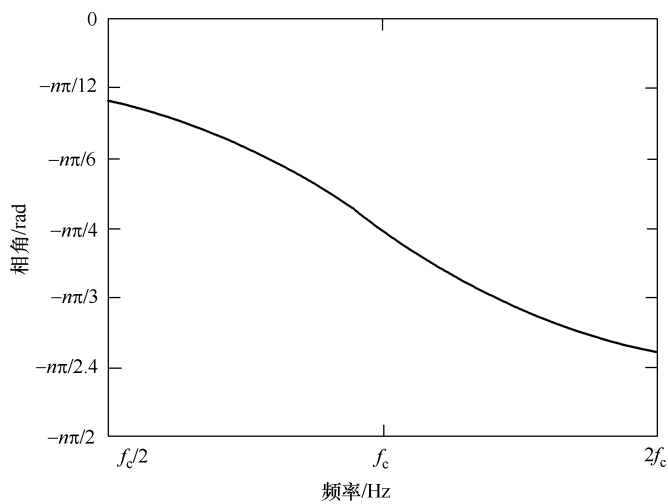


图 3-3 巴特沃斯低通相频特性曲线

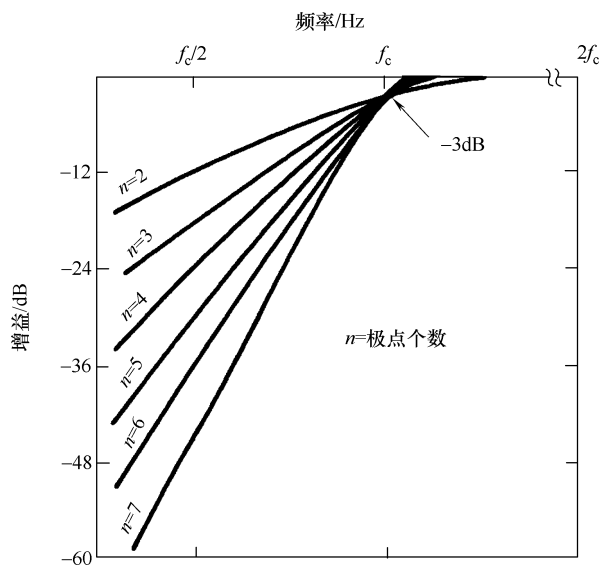


图 3-4 巴特沃斯高通幅度曲线

表 3-1 巴特沃斯多项式系数

极点数, n	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
1	1.0					
2	1.0	1.414				
3	1.0	2.0	2.0			
4	1.0	2.613	3.414	2.613		
5	1.0	3.236	5.236	5.236	3.236	
6	1.0	3.864	7.464	9.141	7.464	3.864

$$B(s) = \left(j \frac{f}{f_c}\right)^n + b_{n-1} \left(j \frac{f}{f_c}\right)^{n-1} + \cdots + b_0 \tag{3-1}$$

$$\begin{aligned} A(f) &= \frac{b_0}{\sqrt{B(s)B(-s)}} \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}} \end{aligned} \tag{3-2}$$

贝塞尔滤波器为全极点滤波器，没有零点，像前面描述巴特沃斯滤波器那样，式（3-3）以及式（3-4）和表 3-2 描述了它的幅度响应。低通贝塞尔滤波器具有更接近线性的相位延迟，它具有几乎横跨整个通频带的恒定的群延迟，具有最大平坦的群延迟（线性相位响应），它的相位延迟与滤波器级数 n 的关系如图 3-5 所示，然而，这种线性相位延迟特性只在低通滤波器中具备。从图 3-6 中可以看出，与巴特沃斯低通滤波器的通带内幅频响应很平坦的特性不同，贝塞尔滤波器的通带并不具备高斯幅度响应那样的幅度衰减。在表 3-3 中，比较贝塞尔和巴特沃斯滤波器的响应中的过冲也很有用，从表中可以看出，贝塞尔滤波器带限脉冲型测量仪器更有用，这类测试仪器需要相位响应必须是线性的。

$$A(f) = \frac{b_0}{\sqrt{B(s)B(-s)}} \tag{3-3}$$

$$B(s) = \left(j \frac{f}{f_c}\right)^n + b_{n-1} \left(j \frac{f}{f_c}\right)^{n-1} + \cdots + b_0 \tag{3-4}$$

表 3-2 贝塞尔多项式系数

极点数, n	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5
1	1					
2	3	3				
3	15	15	6			
4	105	105	45	10		
5	945	945	420	105	15	
6	10395	10395	4725	1260	210	21

表 3-3 滤波器冲激响应过冲

n	贝塞尔 (% FS)	巴特沃斯 (% FS)
1	0	0
2	0.4	4
3	0.7	8
4	0.8	11

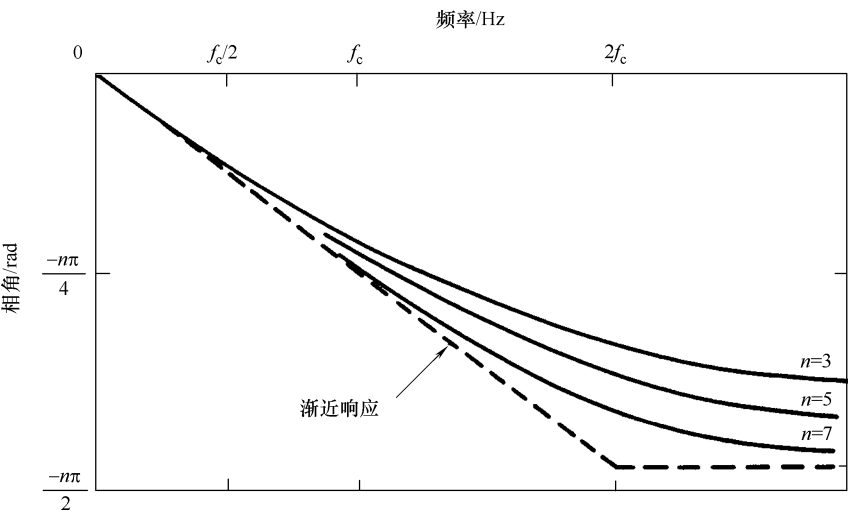


图 3-5 贝塞尔低通滤波器相位特性曲线

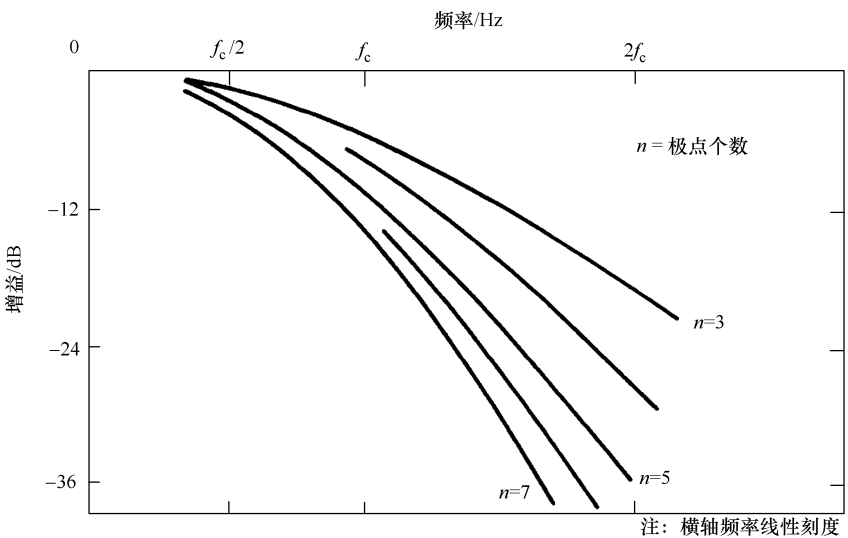


图 3-6 贝塞尔低通幅频响应曲线

3.2 有源滤波器设计

1955 年，美国麻省理工学院（MIT）的 Sallen 和 Key 提出了一个 18 种有源滤波网络，可以用来近似趋近实现各种滤波器^[11]。但是，经过 Geffe 的严格灵敏度分析以及 1967 年后其他人的研究结果表明，这些滤波网络中只有 4 种原型电路网络表现出对元器件特性漂移低敏感的特性。在这些滤波网络中，单位增益和多级反馈

网络对于实现低通和带通滤波器特别有用,比如可以构建品质因数 Q 达到 10 的滤波器。另外一些原型电路则可以用于构造低灵敏度的双二阶谐振器,而双二阶谐振器可以提供高达 200 的稳定的品质因数,以用来构造稳定的回转带阻滤波器。图 3-7 给出了带有关键参数敏感度的 4 种电路网络的示意图。网络的敏感度被定义为品质因数 Q 随无源元件的参数的改变而改变。式 (3-5) 将 Q 的变化率表示为元件的温度系数乘以它的灵敏度系数。通常来说,元件的温度系数值在 $50 \sim 100 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 范围内时会有很好的性能。

$$\begin{aligned} S_{\frac{Q}{Z}}^Q &= \pm 1 \text{ 有源网络} \\ &= (\pm 1)(50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C})(100\%) \\ &= \pm 0.005\% Q/^{\circ}\text{C} \end{aligned} \quad (3-5)$$

单位增益滤波网络为实现低通和高通滤波提供了优异的性能,也可以把单位增益滤波网络级联起来组成更高阶的滤波网络。这也许是有源滤波器中应用最广泛的电路结构了。可以注意到它的灵敏度系数远小于 1,因为它由无源元件构成无源网络,并且它的电阻温度系数为 0。然而,它对滤波器的增益非常敏感,这说明用这种滤波器网络设计的增益大于 1 的滤波器并不是最优的。多重反馈网络的优势在于使用一个运算放大器就能构成带通滤波器,尽管高品质因数 Q 的带通滤波器必须使用双二阶谐振网络来构成。但是具备高品质因数的双二阶滤波器的稳定性取决于放大器在滤波器的中心频率上是否有足够的回路增益。为了获得最大带内平坦度的响应特性,两种带通网络能以参差调谐形式实现。回转器的工作原理就是一个负的电导率 G 将一个容性电流回转为一个有效的感性电流。它的频率稳定性很好并且实现的带阻滤波器的阻带抑制能力一般在 -40dB 左右。这应该归功于有源滤波网络可以综合为一对复共轭极点的重要特性。这些实现方法将会在后面介绍,可以实现任意在数学上能定义的低通近似。

基尔霍夫电流定律定义了注入一个节点的电流之和等于 0。式 (3-6) ~ 式 (3-9) 是一个关于单位增益低通滤波网络的节点分析。假设 C_2 处的电流等于 R_2 处的电流,要满足这一假设,需要使用一个输入电流很小的运算放大器。通过将式 (3-7) 替换式 (3-6) 中的 V_x 表示式,可以得到传递函数。滤波器的极点位置由式 (3-9) 确定。图 3-8a 描述了这些节点方程,图 3-8b 则在复平面上标示了由数学表达式式 (3-9) 所确定的极点位置。这个二阶网络的传递函数的分母项有两个共轭根(即有两个极点),因此它可以被看成谐振器。

$$\frac{V_i - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_o}{\frac{1}{j\omega C_2}} + \frac{V_x - V_o}{R_2} \quad (3-6)$$

$$\frac{V_x - V_o}{R_2} = \frac{V_o}{\frac{1}{j\omega C_2}} \quad (3-7)$$

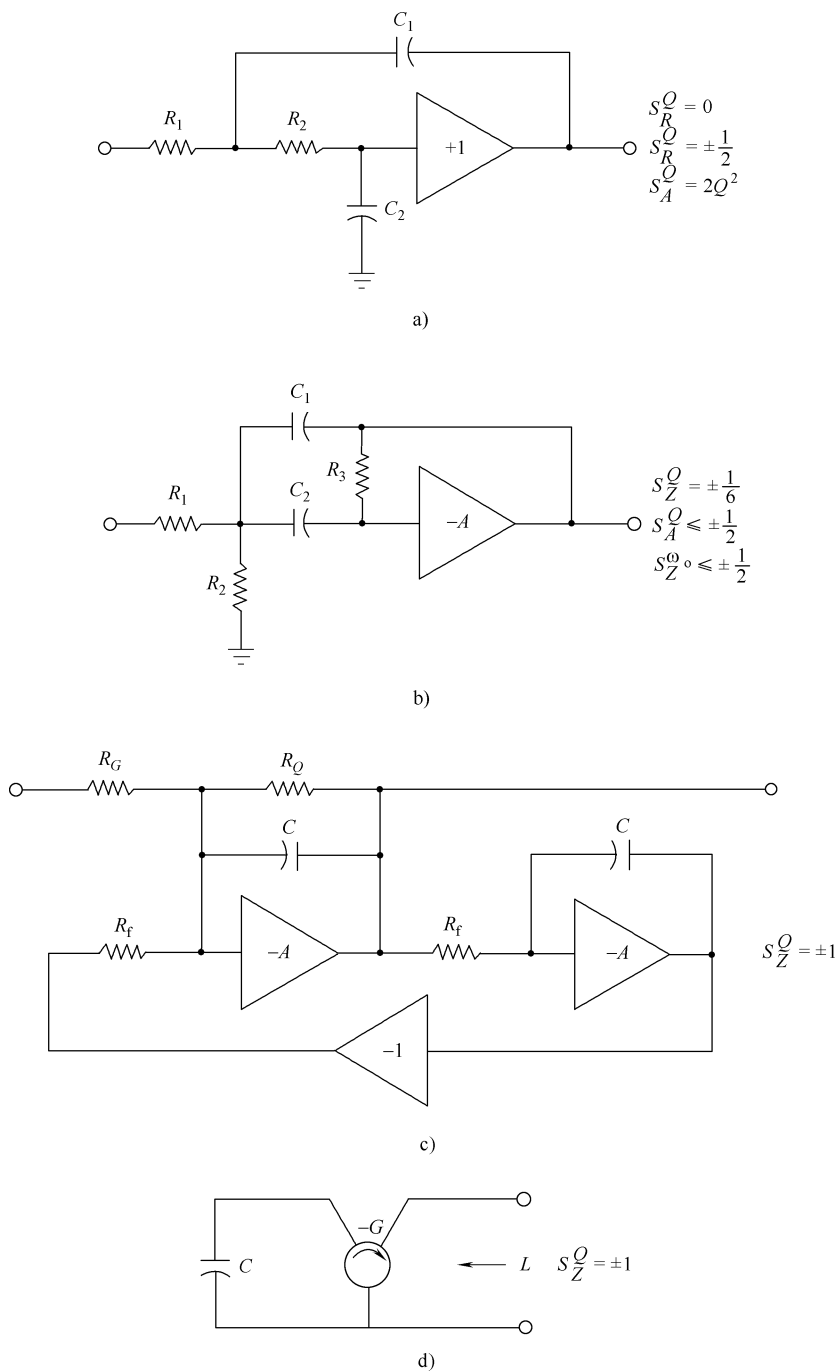


图 3-7 有源滤波器网络介绍

a) 单位增益 b) 多级反馈 c) 双二阶谐振电路 d) 回转器

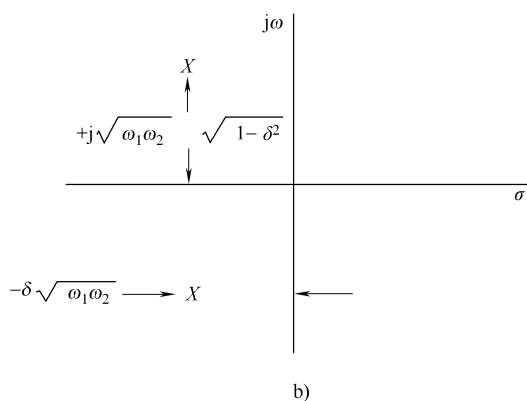
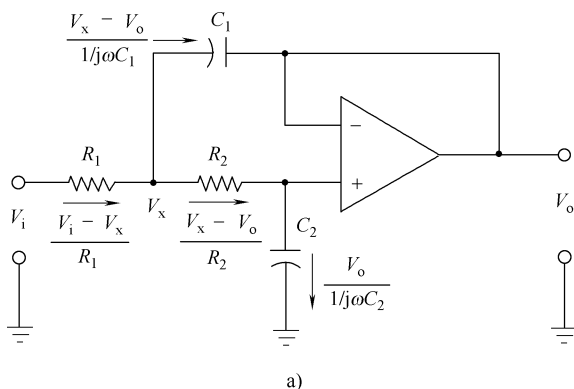


图 3-8 单位增益滤波网络节点分析和传递函数分析

重新整理后：

$$V_x = V_o \frac{R_2 + 1/j\omega C_2}{1/j\omega C_2}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + \omega C_2 (R_1 + R_2) + 1} \quad (3-8)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\delta = \frac{C_2}{2} (R_1 + R_2)$$

$$S_{1,2} = \delta \sqrt{\omega_1 \omega_2} \pm j \sqrt{\omega_1 \omega_2 - \sqrt{1 - \delta^2}} \quad (3-9)$$

近来使用 CMOS 技术可以在一块集成电路上实现多极点的单位增益有源滤波网络，而且不需要使用其他外部元器件。用 MOS 开关与小的 MOS 电容构成的开关电容电路可以在多相时钟控制下等效成较大值的电阻。如图 3-9 所示，由时钟 f_s 控制对电容进行充放电，当电容重复来回充电到 V 和放电到 V' 的过程时，就使开关电容电路看起来等效于一个可以流过同样电流的电阻，等效电阻值如式 (3-10) 所示：

$$R = \frac{V - V'}{I} = 1/Cf_c \quad (3-10)$$

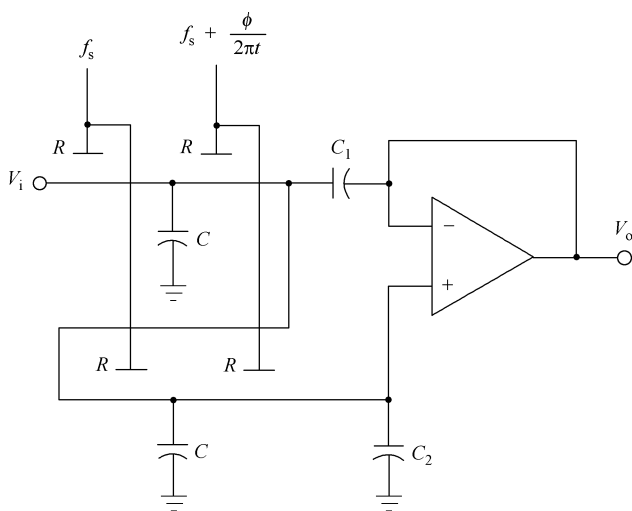


图 3-9 开关电容单位增益滤波器

考虑到开关速率 f_s 通常要比信号频率高很多，为了简化，分析时常常忽略信号采样时间。滤波器的精度是由开关频率 f_s 的稳定性以及整体集成 MOS 电容的比例的精度所决定的。

开环增益是在选择有源滤波器所需要的运算放大器时要考虑的重要参数。为了对高频信号具有稳定性以及良好表现，那么开环增益与闭环增益之比，又称为环路增益，必须为 100 甚至更大。这对于在带通滤波器的设计中，确保其实现的特性能精确与计算值相近是非常关键的。通常要求放大器的输入、输出阻抗无限趋近于理想，即输入阻抗无穷大和输出阻抗为零，使得在有源滤波工作网络中可以忽略掉运算放大器的阻抗特性。金属膜电阻的温度系数大约为 $50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ，适用于有源滤波器的设计实现。

在设计中由于有其他互相作用的因素导致对电容的选择是最困难的。聚苯乙烯电容因其可靠的 $-120 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的温度系数以及在温度循环中只有 0.05% 的容值漂移而被大多数电路所选用。然而在那些需要大于 $0.1 \mu\text{F}$ 电容的电路中，有着 $\pm 50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的温度系数和 0.25% 的电容折回率的聚碳酸酯电容可以提供有效的 $1 \mu\text{F}$ 电容。云母电容是拥有 $\pm 50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 温度系数和 0.1% 折回率参数的最稳定

元件,但是实际有效的电容值只有 $100 \sim 5000\text{pF}$ 。聚酯薄膜电容在 0.3% 折回率时有 $10\mu\text{F}$ 的电容有效值,但是它的温度系数平均在 $400 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。

所选择的电阻和电容的公差决定了所实现的滤波器的精度,比如它的截止频率和通带内平坦度。出于成本的考虑,通常选择 1% 电阻公差以及 $2\% \sim 5\%$ 的电容公差。然而在实际设计中会匹配使用或大或小的电容值来使滤波网络精度达到 1% 的公差范围。使用低温度系数和低折回率元件,可以使滤波器参数的精度提高到 $1\% \sim 2\%$ 。滤波器响应通常和元件参数公差成反比例关系,例如当元件值偏向公差正值的一侧时,截止频率就降低了。在一些对滤波器参数要求严格的场合,例如高 Q 值带通滤波器实现中,需要为了达到精确滤波的要求而在电路中留有对元件参数值做精确校正的手段。

表 3-4 罗列了单位增益网络中根据滤波器极点个数确定的电容值,这些电容值都以法拉为单位。更高阶的滤波器是用图 3-10 中描述的二级或者三级电路级联实现的,这些单元电路中的每一个电容值都不同。比如,一个六级滤波器有 6 个不同

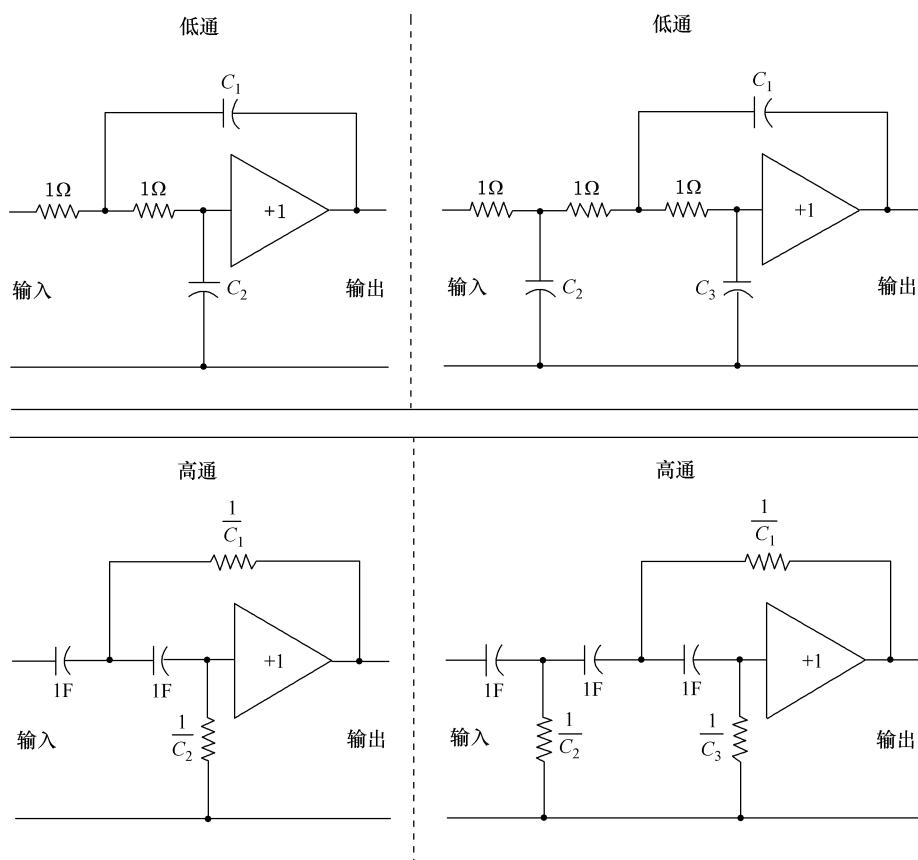
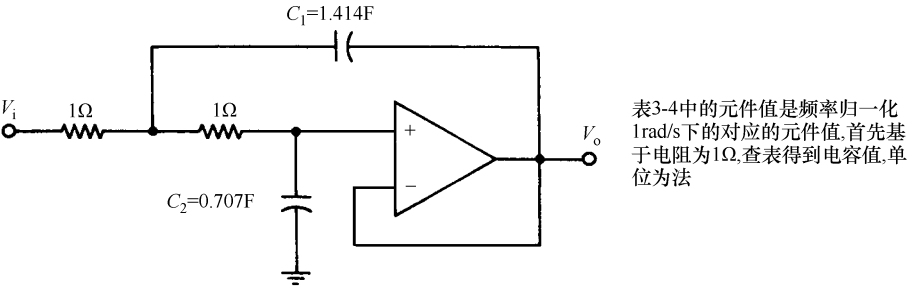
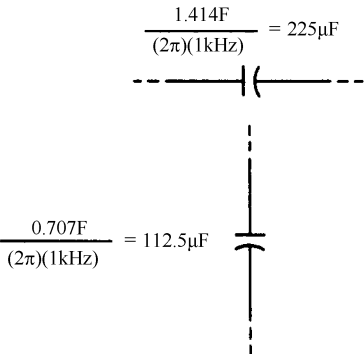


图 3-10 两极点和三极点单位增益网络

的电容值，而不是由完全相同的两极点网络或者三极点网络的级联而成。图 3-11 和图 3-12 分别图示了使用截止频率为 1kHz 的二极点低通和高通巴特沃斯滤波器原型电路来设计一个滤波器的设计流程，包括了频率和阻抗归一化按比例计算的步骤。

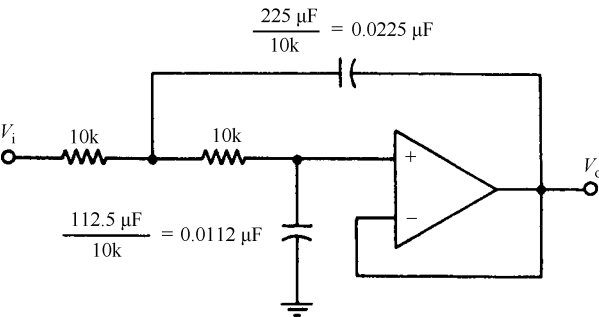


a)



然后将表中电容值除以以弧度表示的截止频率(2π×1kHz)可以得到所需截止频率相应的电容值

b)



最后滤波器电阻值选择一个合理值,例如 10kΩ,电容值再由上一步的电容值除以这个 10kΩ 的电阻值得到(即按电阻值 10kΩ 和原型 1Ω 得到的比例因子来计算实际要用的电容值)

c)

图 3-11 单位增益巴特沃斯低通滤波器设计示例流程

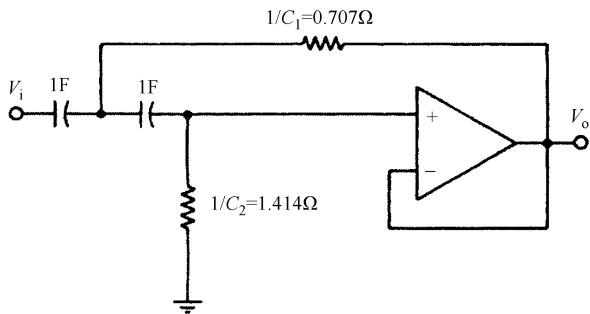


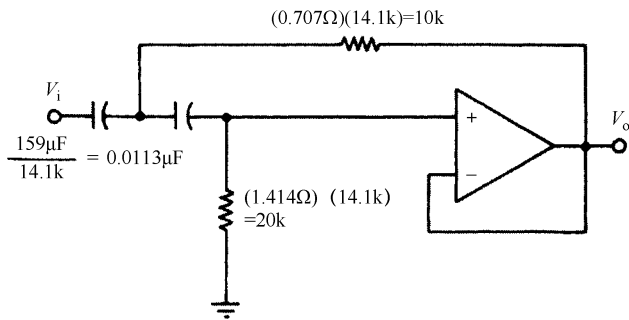
表3-4中的元件值是频率归一化1rad/s下对应的元件值,先基于电容值为1F,从表中查出其他的电容值,取倒数就得到电阻值,单位为欧

a)

$$\frac{1\text{F}}{(2\pi)(1\text{kHz})} = 159\mu\text{F}$$

然后将电容值(1F)除以以弧度表示的截止频率(2π×1kHz),可以得到所需截止频率相应的电容值

b)



最终选择合适的电阻比例因子,来获取合理的电阻值,例如14.1kΩ,再将电容值除以比例因子得到相应电容值

c)

图 3-12 单位增益巴特沃斯高通滤波器设计示例流程

通过观察相似电路网络中的电容位置可以看到三极点滤波器设计也可以用相同的方法步骤,但是需要有一个低输出阻抗的电路来驱动它,比如使用运算放大器。单位增益有源滤波器设计指导步骤总结如下:

- 1) 从图 3-2 ~ 图 3-6 中,根据所需求的频率响应,选择一个合适的近似滤波传递函数曲线,并确定极点个数;
- 2) 从图 3-10 中选择满足需求的滤波网络,根据归一化比例计算频率和阻抗值;

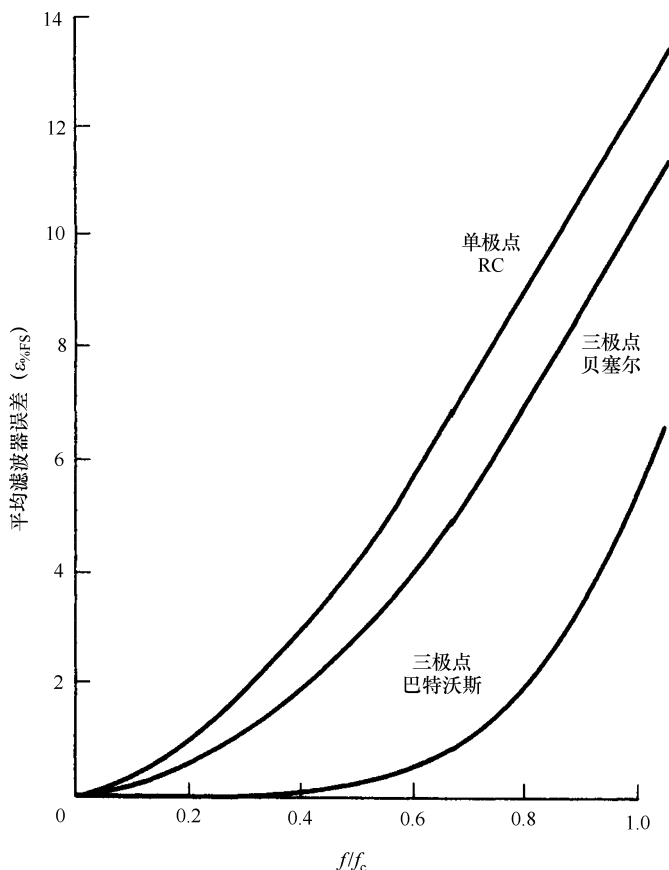


图 3-13 在直流及正弦信号下的滤波器误差与信号带宽占通带百分比之间的关系曲线图

于增益误差导致的滤波器误差为 $(1.0 - A(f))$ ，可以知道这是最小值，因为巴特沃斯滤波器具有通带内平坦度最优的特性。有意义的是，通过将信号带宽限制为只占滤波器通带的一部分，将有利于实现较小的滤波器组分误差。

表 3-5 提供了用直流和正弦信号对不同类型滤波器进行评估，对比了不同的信号带宽与滤波器截止频率 f_c 之比下的各个滤波器的平均幅度误差。式 (3-11) 提供了一种近似估算 RC 滤波器、贝塞尔滤波器和巴特沃斯滤波器的合适参数的公式。三阶巴特沃斯滤波器可以满足大多数应用的要求，它们在信号带宽占截止频率 40% 时所提供的组分误差为 $\overline{0.1\%FS}$ ，而且具有很好的阻带衰减。尽管由于它不能充分利用滤波器通带带宽，也许会出现效率低下的问题，但它的总的带宽损耗通常非常小。通过将幅度响应 $A(f)$ 代入式 (3-11) 中，就可以计算出需要更大的阻带衰减时需要更高阶的滤波器。

表 3-5 滤波器对直流与正弦信号的幅度误差

信号带宽 与滤波器 带宽之比	幅度响应 $A(f)$			平均滤波器误差 $\overline{\varepsilon}_{\%FS}$		
	单阶 RC	三阶 贝塞尔	三阶 巴特沃斯	单阶 RC	三阶 贝塞尔	三阶 巴特沃斯
$\frac{f}{f_c}$						
0.05	0.999	0.999	1.000	0.1	0.1	0
0.1	0.997	0.998	1.000	0.3	0.2	0
0.2	0.985	0.988	1.000	0.9	0.7	0
0.3	0.958	0.972	1.000	1.9	1.4	0
0.4	0.928	0.951	0.998	3.3	2.3	0.1
0.5	0.894	0.924	0.992	4.7	3.3	0.2
0.6	0.857	0.891	0.977	6.3	4.6	0.7
0.7	0.819	0.852	0.946	8.0	6.0	1.4
0.8	0.781	0.808	0.890	9.7	7.77	2.6
0.9	0.743	0.760	0.808	11.5	6.5	4.4
1.0	0.707	0.707	0.707	13.3	11.1	6.9

如图 3-14 所示为谐波信号在非线性相位延迟的作用下的结果。向一个六阶巴特沃斯滤波器输入信号，且它的谐波信号恰好在滤波器通带内，图 3-14 给出的就是该输入条件下的输出失真波形。由于滤波器对不同频率的信号具有不同的延时，这个差异导致了时域里的信号错位与幅度变化。式（3-12）描述了这一时间变化，而线性相位会导致产生固定的时延。

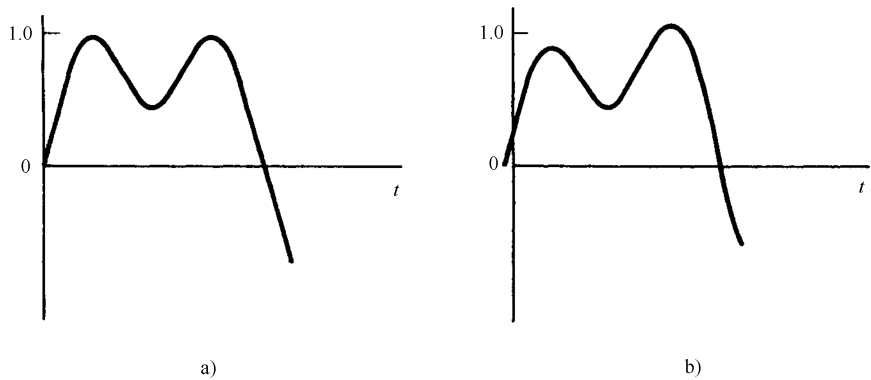


图 3-14 对复杂波形滤波的相位非线性

a) 基波与三次谐波比为 2:1 时的基波与谐波之和 b) 当信号带宽等于滤波器通带带宽时，基波和三次谐波经过六阶巴特沃斯滤波器后的基波与三次谐波之和

布罗克曼（Brockman）提出了一种易于理解的谐波在滤波器通带内时的误差估算方法^[2]。定义误差 $\varepsilon(t)$ 为滤波器的输出 $y(t)$ 与延时输入信号 $x_0(t)$ 之间的差异，计算过程如式（3-13）~式（3-15），以及图 3-15 所示。对误差信号做傅里

叶变换, 并应用三角函数, 可以得到一个输出电压二次方误差, 在式 (3-16) 中以均方差 (MSE) 形式表示, 式中 A_n 和 ϕ_n 表示滤波器在谐波频率为 n 倍基波频率时的幅度和相位响应:

$$\text{延时变化} = \frac{\phi_a}{2\pi f_a} - \frac{\phi_b}{2\pi f_b} s \quad (3-12)$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^N A_n \cos(\omega_n t - \phi_n) \quad (3-13)$$

$$x_0(t) = \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t - \omega_n t_0) \quad (3-14)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - x_0(t) \quad (3-15)$$

$$= \sum_{n=1}^N [A_n \cos(\omega_n t - \phi_n) - \cos(\omega_n t - \omega_n t_0)]$$

$$\text{MSE} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N [A_n \cos \phi_n - \cos \omega_n t_0]^2 - (A_n \sin \phi_n - \sin \omega_n t_0)^2] \quad (3-16)$$

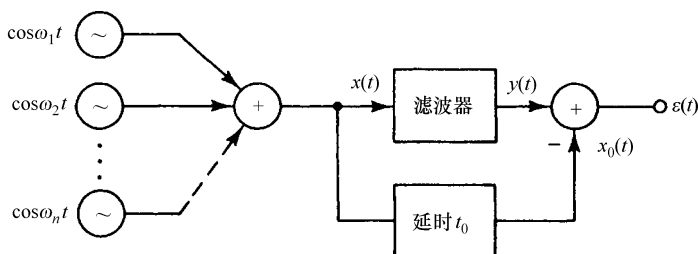


图 3-15 滤波器谐波信号误差估算

利用图 3-15 的结构, 通过计算机仿真得到八阶巴特沃斯和贝塞尔低通滤波器。当对 MSE 的表达式的导数应用牛顿-拉夫森 (Newton-Raphson) 迭代法来求最小 MSE 真值时, 会发现信号延时 t_0 是变化的。使用该迭代法通过对每一个滤波器重复这个过程, 图中滤波器的通带与截止频率之比从 10% 变化到 100%, 而且将每倍频程内正弦波数量 $N=10$ 来作为仿真运算的输入信号 $x(t)$ 。通过代换式 (3-16) 中的每一个 t_0 值可以计算出 MSE, 并用式 (3-17) 来表示平均组分误差 $\overline{\varepsilon_{\%FS}}$:

$$\overline{\varepsilon_{\%FS}} = \frac{\sqrt{\text{MSE}}}{x(t)} \times 100\% \text{ 谐波信号} \quad (3-17)$$

表 3-6 为考虑滤波通带信号所占比与最小组分误差之间的对应关系时, 罗列了有效滤波器截止频率与信号带宽比值 f_c/BW 为 3 时的一些结果数据。为了便于做误差对比分析, 对信号带宽占比一直到滤波器截止频率的情况也做了仿真。与相对复杂性以及元件精度要求相比, 高阶滤波器应用主要还是侧重于提高带外衰减率。

如后面章所描述的, 低通带限滤波器经常用在信号调理信道中, 尤其是在数据采集系统中预采样抗混叠滤波以及输出信号内插应用中有着重要作用。要关心的是

这些信号经过滤波后的幅度值、相位关系是否被正确地编码。表 3-5 列出了滤波器平均非线性误差，表 3-6 列出了经过非理想幅频和相频响应特性的滤波器后，信号幅度的误差结果。从这些数据中很清楚地看出，当巴特沃斯滤波器通带截止频率减少至信号带宽倍数时，对信号幅度就会存在标称误差。在三阶或高阶巴特沃斯滤波器中 f_c/BW 至少为 3 时，滤波器对所有类型信号的误差都是可忽略的。

表 3-6 滤波器的谐波信号幅度误差

滤波器阶数（极点数）			滤波器平均误差 $\overline{\varepsilon_{\%FS}}$		
RC	巴特沃斯	贝塞尔	$f_c = 10BW$	$f_c = 3BW$	$f_c = BW$
1			1.201%		
	2			1.093%	6.834%
		2		0.688%	6.179%
	3			0.115%	5.287%
		3		0.677%	6.045%
	4			0.119%	5.947%
		4		0.698%	6.075%
	5			0.134%	6.897%
		5		0.714%	6.118%
	6			0.153%	7.900%
		6		0.725%	6.151%
	7			0.172%	8.943%
		7		0.997%	6.378%
	8			0.195%	9.996%
		8		1.023%	6.299%

在从通信到音频系统这些相位混合应用中，例如家庭影院信号合成，信号的相位精度是关键因素，这种应用场合下优先考虑使用贝塞尔低通滤波器。比如，当仅考虑信号相位时，从图 3-5、表 3-5 和表 3-6 所示，当将三阶贝塞尔滤波器的通带截止频率降低到信号带宽 3 倍时，相位一直是线性的，而信号幅度误差会接近 1% FS。但是，当这种低通滤波器的通带截止频率达到信号带宽 BW 的 10 倍以上时，幅度和相位误差都会降低至 $0.1 \sim 0.2\% FS$ 。在这个工作点上，贝塞尔滤波器对信号已经表现为纯线性延时。

3.4 用于仪器的带通滤波器

带通滤波器就是允许以频率 f_0 为中心，带宽为 Δf 的频带内的信号通过并对其他频率的信号进行衰减的滤波器。滤波器的品质因数 Q 是关于它选择性的一种表示方法，定义为 $f_0/\Delta f$ 的比率。此外，用上升 -3dB 和下降 -3dB 频率的几何平均定义的 Δf ，或者 $f_g = f_u f_L$ ，也是常用的参数。式（3-18）和式（3-19）给出了用这些参数表示的一个二阶带通滤波器的幅频特性函数，图 3-16 画出了幅频响应和

不同的 Q 值之间关系的曲线。

$$A(f) = \frac{2\pi f_0/Q}{\sqrt{B(s)B(-s)}} \quad (3-18)$$

$$B(s) = (j2\pi f) + \frac{2\pi f_0}{Q} + \frac{(2\pi f_0)^2}{j2\pi f} \quad (3-19)$$

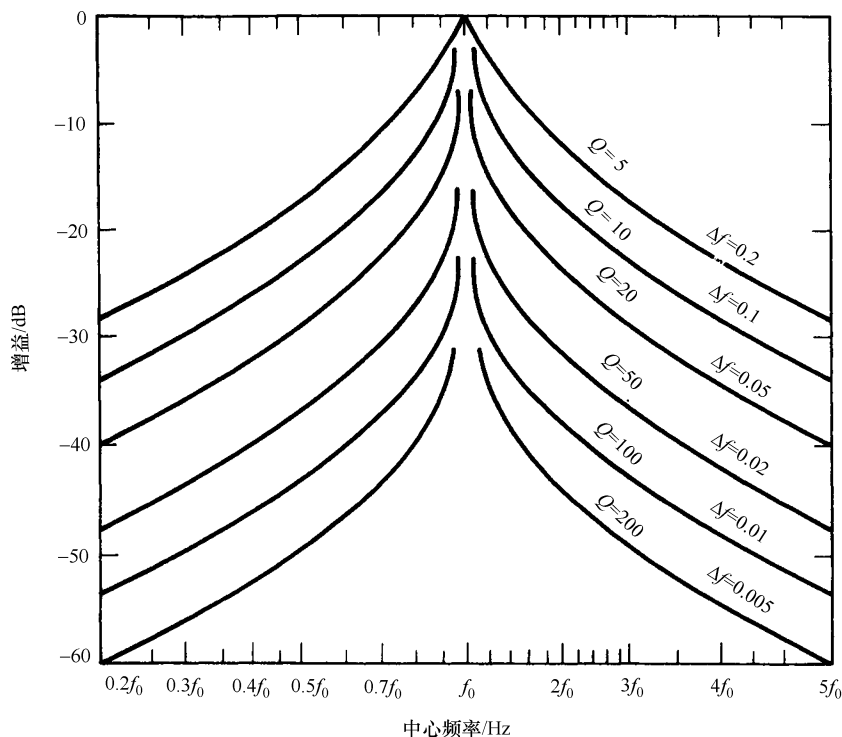


图 3-16 带通幅频响应

从图 3-16 中可以看出对所有 Q 值的滤波器来说, 通带边缘的滚降速率基本都为 -12dB/倍频程 , 即在比 f_0 高一倍和比 f_0 低一半的频率处的衰减达到 -12dB , 这个特性是期望在所有二阶滤波器都能看到的 (倍频程就是每两个频率之间的频率间距, 其中一个频率是另一个频率的两倍)。可以通过级联这些单调谐单元来组成高阶滤波器以获得更大的边带衰减。带通滤波器的相位响应可以展开成高通和低通滤波器的级联组合。这个相位响应曲线的斜率是单调的, 并且在 f_0 处为 0° , 分别在 f_0 下侧和上侧达到最大正相移和最大负相移, 而且总相移是关于滤波器阶数的一个函数, 即 $n \times 90^\circ$ 。

带阻滤波器, 也称为带限滤波器或者凹陷滤波器, 除了以 f_c 为中心附近频率之外的其他频率信号可以全部通过这种滤波器。式 (3-20) ~ 式 (3-22) 为幅度函数表达式, 幅频响应如图 3-17 所示。带阻滤波器的 Q 也是由 $f_c/\Delta f$ 的比率决定的,

带宽 Δf 指的是通带两端的截止频率 -3dB 之间的频率宽度。带阻滤波器拥有和带通滤波器一样的相位特性。在测量仪器的应用中，带阻滤波响应就可以从表 3-1 中巴特沃斯低通滤波器的相关系数得到，还可以通过并联一个巴特沃斯低通滤波器和高通滤波器来实现通带最大平坦度。

$$A(f) = \frac{1}{\sqrt{B(s)B(-s)}} \tag{3-20}$$

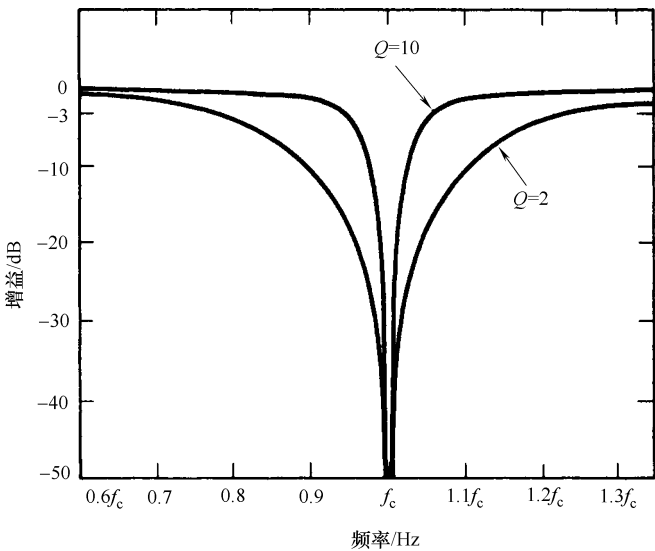


图 3-17 带阻滤波器的幅度响应

$$B(s) = C^n + b_{n-1}C^{n-1} + \cdots + b_0 \tag{3-21}$$

$$C = \frac{\Delta f(j2\pi f)}{(j2\pi f)^2 + (2\pi f_c)^2} \tag{3-22}$$

图 3-18 所示为一个中心频率在 1Hz 及 Q 为 10 的多级反馈带通滤波器 (MF-BF)。式 (3-23) ~ 式 (3-26) 推算出了滤波器的一些元件值。通常，先在一定范围内选定电容值 (标准化)，然后推算出电阻值，并按公差 1% 的要求来挑选电阻。应该注意到这个电路是个反相电路。当需要一个高 Q 值的有源带通滤波器时，就要考虑双二阶网络了。尽管双二阶网络需要三个运算放大器来实现，但是它使滤波电路有了可以单独设置中心频率 f_0 、 Q 以及中心频率处增益 A_{f_0} 的能力。实用的设计方法是先由频率来确定图 3-19 中的电阻 R_{f_0} 值 (标准化)，然后利用表 3-7 来计算对应不同测量仪的频率下所需其他的参数值。

$$\begin{aligned} k &= 2\pi f_0 C \\ &= (6.28)(1\text{Hz})(1\mu\text{F}) \\ &= 6.28 \times 10^{-6}(\text{S}) \end{aligned} \tag{3-23}$$

$$R_1 = \frac{Q}{k} = \frac{10}{6.28 \times 10^{-6}} = 1.6 (\text{M}\Omega) \quad (3-24)$$

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{1}{(2Q - 1/Q)k} \\ &= \frac{1}{(20 - 0.1)(6.28 \times 10^{-6})} \\ &= 8 (\text{k}\Omega) \end{aligned} \quad (3-25)$$

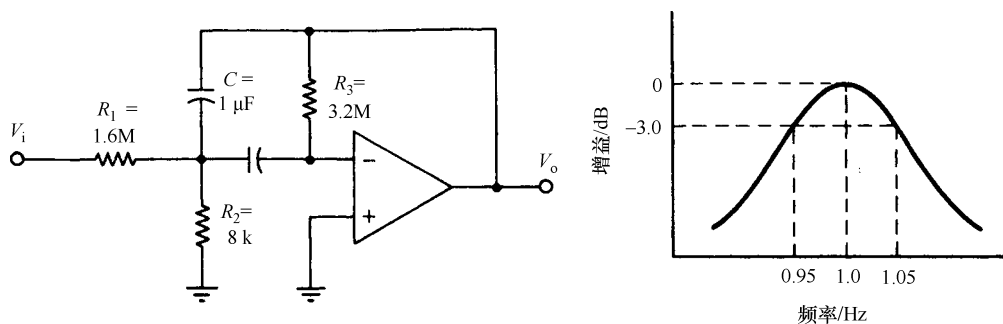


图 3-18 多级反馈带通滤波器

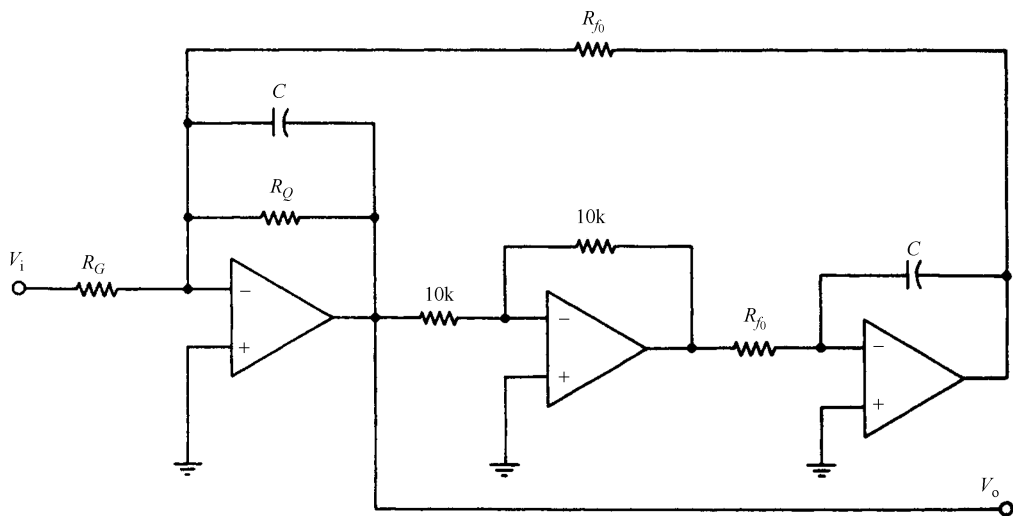


图 3-19 双二阶带通滤波器

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{2Q}{k} \\ &= \frac{20}{6.28 \times 10^{-6}} \\ &= 3.2 (\text{M}\Omega) \end{aligned} \quad (3-26)$$

表 3-7 $R_{j0} = 10\text{k}\Omega$ 时双二阶滤波器的元件参数值

f_0	$C \frac{1}{(2\pi f_0 R_{j0})}$	Q	$R_q = \frac{Q}{2\pi f_0 C}$	A_{f0}	$R_g = \frac{R_q}{A_{f0}}$
10Hz	1.6 μF	10	100k Ω	$Q/100$	1M Ω
100Hz	0.16 μF	50	500k Ω	$Q/50$	500k Ω
1kHz	0.016 μF	100	1M Ω	$Q/10$	100k Ω
10kHz	0.0016 μF	200	2M Ω	Q	10k Ω

大多数的测量仪器系统都需要对传感器输出做幅度测量，通常要考虑保持信号通带内的幅度响应平坦度。如果带通滤波器使用了前面提到的单调谐网络，中心频率两边的幅度响应就会迅速衰减滚降。通常通带信号会有一个延伸谱，但是应该被平滑通带带通滤波器过滤掉。使用多级联调谐机制，单调谐带通滤波器在提高边缘选择性的同时还能产生一个平滑通带。表 3-8 内是一个参差调谐滤波器的参数，给出为获得最大平滑通带所需要使用的单调谐网络个数，以及它们各自的中心频率 f_r 及 -3dB 带宽 Δf_r 和整体通带滤波器中心频率 f_0 及 -3dB 带宽 Δf 。从表 3-8 中可以看到随着级联单调谐网络个数的增加，通带平滑性和边缘选择性都有所提高，整体的 Δf 减小了。

表 3-8 调谐参数

单调谐滤波器	Δf_r	f_r
2	0.71 Δf	$f_0 + 0.35\Delta f$
	0.71 Δf	$f_0 - 0.35\Delta f$
3	0.5 Δf	$f_0 + 0.43\Delta f$
	0.5 Δf	$f_0 - 0.43\Delta f$
	1.0 Δf	f_0
4	0.35 Δf	$f_0 + 0.46\Delta f$
	0.38 Δf	$f_0 - 0.46\Delta f$
	0.93 Δf	$f_0 + 0.19\Delta f$
	0.93 Δf	$f_0 - 0.19\Delta f$

考虑下一个需要中心频率 f_0 ，最大平滑 Δf 带宽 200Hz 的带通滤波器例子。这个 $Q = 5$ 的滤波器可以实现在中心频率 f_0 两侧各一倍频处达到 -35dB 的衰减度。两级级联交错调谐 MFBF 网络就能够满足这些特性，而实现起来只需要两个运算放大器。单个 MFBF 网络的设计参照图 3-18 所给的例子，但是调谐参数要从表 3-8 得到。使用 0.1 μF 电容的滤波器电路如图 3-20 所示。在这个例子中，如果最终应用时需要做调谐，那么每一个网络的中心频率由 R_2 决定， Q 由 R_3 决定，增益由 R_1 决定。交错调谐方法的代价就是由于每个网络边带叠加而导致的增益损耗。然而，从式 (3-27) ~ 式 (3-30) 的带通滤波器示例计算中可以看出，增益损耗是能够计算出来的，从而能够被补偿回来。整体实现的滤波器响应如图 3-21 所示，在 0dB 的 f_0 任一侧 $\pm (70\% \text{ 带宽})$ Hz 处有一个 +0.3dB 的幅度响应。

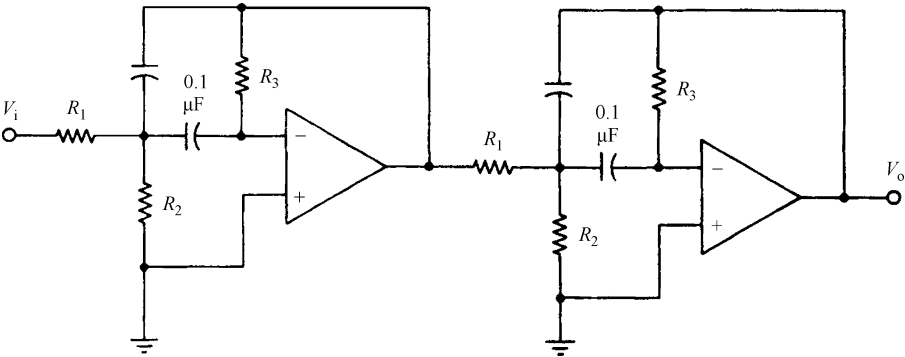


图 3-20 交错调谐多级反馈带通滤波器

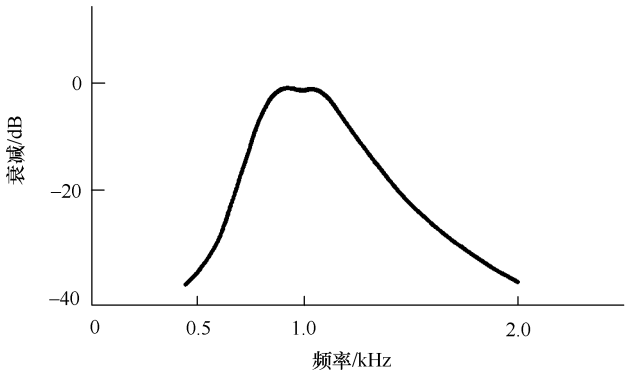


图 3-21 Q=5 的交错调谐通带响应

$$\text{增益损耗}_r = \frac{A_r}{\sqrt{A_r^2 + B_r^2}}$$

(3-27)

$$A_r = \frac{(2\pi f_r)(2\pi f_c)}{Q_r}$$

(3-28)

$$B_r = (2\pi f_r)^2 - (2\pi f_g)^2$$

(3-29)

$$f_g = \sqrt{f_u f_L}$$

$$= \sqrt{(1100\text{Hz})(900\text{Hz})}$$

$$= 995\text{Hz}$$

(3-30)

第 1 部分

第 2 部分

$$\Delta f_{r1} = 0.71\Delta f$$

$$= (0.71)(200\text{Hz})$$

$$= 141\text{Hz}$$

表 3-8 $\Delta f_{r2} = 0.71\Delta f$

$$= (0.71)(200\text{Hz})$$

$$= 141\text{Hz}$$

表 3-8

$$\begin{aligned}
 f_{i1} &= f_0 + 0.35 \Delta f \\
 &= 1 \text{ kHz} + (0.35)(200 \text{ Hz}) \\
 &= 1.07 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= \frac{f_{r1}}{\Delta f_{r1}} \\
 &= \frac{1.07 \text{ kHz}}{141 \text{ Hz}} \\
 &= 7.6
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 k_1 &= 2\pi f_{r1} C \\
 &= (2\pi)(1.07 \text{ kHz})(0.1 \mu\text{F})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= 6.72 \times 10^{-4} \text{ S} \\
 A_1 &= \frac{(2\pi f_{r1})(2\pi f_g)}{Q_1} \\
 &= \frac{(2\pi \times 1.07 \text{ kHz})(2\pi \times 995 \text{ Hz})}{7.6}
 \end{aligned}$$

$$= 5.53 \times 10^6$$

$$\begin{aligned}
 B_1 &= (2\pi f_{i1})^2 - (2\pi f_g)^2 \\
 &= (2\pi \times 1.07 \text{ kHz})^2 - (2\pi \times 995 \text{ Hz})^2 \\
 &= 6.15 \times 10^6
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{增益损耗}_1 &= \frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \\
 &=
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{5.53 \times 10^6}{\sqrt{(5.53 \times 10^6)^2 + (6.15 \times 10^6)^2}} \\
 &= 0.669
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{Q_1 \times \text{增益损耗}_1}{K_1} \\
 &= \frac{(7.6)(0.669)}{6.72 \times 10^{-4} \text{ S}} \\
 &= 7.55 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_2 &= \frac{1}{\left(2Q_1 - \frac{1}{Q_1 \times \text{增益损耗}_1}\right)K_1} \\
 &= \frac{1}{\left(15.2 - \frac{1}{(7.6)(0.669)}\right)(6.72 \times 10^{-4} \text{ S})} \\
 &= 99 \Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_3 &= \frac{2Q_1}{K_1} \\
 &= \frac{15.2}{6.72 \times 10^{-4} \text{ S}} \\
 &= 22.6 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{表 3-8 } f_{i2} &= f_0 - 0.35 \Delta f \\
 &= 1 \text{ kHz} - (0.35)(200 \text{ Hz}) \\
 &= 930 \text{ kHz}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{图 3-16 } Q_2 &= \frac{f_{r2}}{\Delta f_{r2}} \\
 &= \frac{930 \text{ kHz}}{141 \text{ Hz}} \\
 &= 6.6
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-23) \quad k_2 &= 2\pi f_{r2} C \\
 &= (2\pi)(930 \text{ Hz})(0.1 \mu\text{F})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-28) \quad &= 5.85 \times 10^{-4} \text{ S} \\
 A_2 &= \frac{(2\pi f_{r2})(2\pi f_g)}{Q_2} \\
 &= \frac{(2\pi \times 930 \text{ Hz})(2\pi \times 995 \text{ Hz})}{6.6}
 \end{aligned}$$

$$= 5.53 \times 10^6$$

$$\begin{aligned}
 (3-29) \quad B_2 &= (2\pi f_{i2})^2 - (2\pi f_g)^2 \\
 &= (2\pi \times 930 \text{ Hz})^2 - (2\pi \times 995 \text{ Hz})^2 \\
 &= -4.9 \times 10^6
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-27) \quad \text{增益损耗}_2 &= \frac{A_2}{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}} \\
 &=
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{5.53 \times 10^6}{\sqrt{(5.53 \times 10^6)^2 + (-4.9 \times 10^6)^2}} \\
 &= 0.75
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-24) \quad R_1 &= \frac{Q_2 \times \text{增益损耗}_2}{K_2} \\
 &= \frac{(6.6)(0.75)}{5.85 \times 10^{-4} \text{ S}} \\
 &= 8.47 \text{ kS}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-25) \quad R_2 &= \frac{1}{\left(2Q_2 - \frac{1}{Q_2 \times \text{增益损耗}_2}\right)K_2} \\
 &= \frac{1}{\left(13.2 - \frac{1}{(6.6)(0.75)}\right)(5.85 \times 10^{-4} \text{ S})}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (3-26) \quad &= 132 \Omega \\
 R_3 &= \frac{2Q_2}{K_2} \\
 &= \frac{13.2}{5.85 \times 10^{-4} \text{ S}} \\
 &= 22.6 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

表 3-8

图 3-16

(3-29)

(3-27)

(3-24)

(3-25)

(3-26)

3.5 习题

3-1. 设计一个七阶巴特沃斯低通滤波器，使用截止频率为 1Hz 的单位增益网络，并使用 $1\text{M}\Omega$ 的阻抗，画出最终的电路图并标注所有元件数值，然后画出以 dB 表示的幅度衰减与频率之间关系的波特图。

3-2. 使用三阶单位增益巴特沃斯低通和高通网络，实现一个如图 3-22 所示架构的带阻滤波器，并使用运算放大器跟随器作为输出端。并使用 $100\text{k}\Omega$ 的电阻实现 60Hz 陷波频率。画出最终电路图并求出元件参数。

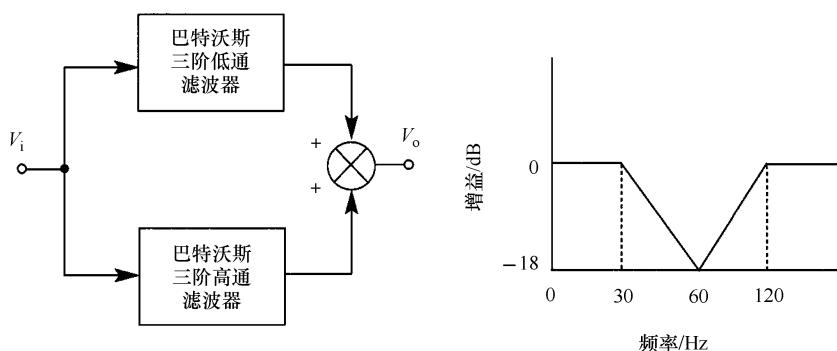


图 3-22 习题 3-2 图

3-3. 一个中心频率在 68kHz 的遥感勘测信道需要一个最大平滑带宽 Δf 为 16kHz 的带通滤波器， f_L 和 f_u 分别为 60kHz 和 76kHz，在 53kHz 和 93kHz 处有 -30dB 的衰减特性。利用表 3-8，使用 $0.001\mu\text{F}$ 电容，用三级交错级联调谐 MFBF 网络，实现上述频率响应。画出滤波器电路图，标出元件值，包括所有的计算过程，以及借助将图 3-16 应用于每个单元网络，最终得到整体频率响应图。

3-4. 分别用级联四阶高通和四阶低通滤波器设计一个 -3dB 频率点 $2f_c$ 为 800Hz 以及 $f_c/2$ 为 1.5kHz 的贝塞尔带通滤波器，写出使用 $10\text{k}\Omega$ 电阻设计滤波器的计算过程，根据图 3-6 画出最终电路图以及一个大概的以 dB 为单位的在 800Hz 以下和 1.5kHz 以上两倍频率的幅度衰减曲线。

参考文献

1. Allen, P.E. and Huelsman, L.P., *Theory and Design of Active Filters* (New York, Wiley, 1975).
2. Brockman, J.P., "Interpolation Error in Sampled Data Systems," Electrical Engineering Department, University of Cincinnati, May 1985.
3. Craig, J.W., *Design of Lossy Filters* (Cambridge, MA: MIT Press, 1970).

4. Daniels, R.W., *Approximation Methods for Electronic Filter Design* (New York, McGraw-Hill, 1974).
5. Geffe, P.R., "Toward High Stability in Active Filters," *IEEE Spectrum*, Vol. 7, May 1970.
6. Johnson, D.E., *Introduction to Filter Theory* (Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1976).
7. Johnson, D.E and Hilburn, J.L., *Rapid Practical Designs of Active Filters* (New York, John Wiley, 1975).
8. Laube, S., "Comparative Analysis of Total Average Filter Component Error," Senior Design Project, Electrical Engineering Technology, University of Cincinnati, 1983.
9. Mitra, C., *Analysis and Synthesis of Linear Active Networks* (New York, Wiley, 1969).
10. Rhodes, J.D., *Theory of Electrical Filters* (New York: Wiley, 1976).
11. Sallen, R.P. and Key, E.L., "A Practical Method of Designing RC Active Filters," *IRE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-2, March 1955.
12. Thomas, L.C., "The Biquad, Part 1—Some Practical Design Considerations," *IEEE Circuit Theory Transactions*, Vol. CT-18, May 1971.
13. Zeines, B., *Introduction to Network Analysis* (Englewood Cliffs: NJ: Prentice-Hall, 1967).

第4章 信号调理系统的设计及误差分析

4.0 简介

在设计计算机一体机或控制仪器等设备的模拟 I/O 系统时，越来越注重如何节省成本，只要求所设计系统的性能精度能达到设备要求，这样能有效避免过度设计。在本章中，主要描述了信号采集与信号调理系统的过程，并且就从传感器到数据转换器之间的信号如何改善质量，给出了一种标准模式化的方法。小信号的调理过程包括相干干扰调理和随机干扰调理，运用传感器—运算放大器—滤波器这种结构的措施对信号进行改善处理，以满足具体的设备和系统对误差的要求。我们具体讨论了直流信号、正弦信号、谐波信号，以及接地、屏蔽、电路噪声等。最后一部分探讨了改善辅助控制信号质量的办法——平均冗余信号调理通道以及如何来提高可靠性。信号调理与信号处理是有所不同的，信号调理侧重如何去改善信号质量以及相关操作，信号处理中，不考虑信号质量，当作它是很好的。

4.1 小信号的采集

在设计高性能系统时，为了能从不同方案中选出最优的方案，设计者应当明确设计标准，图 4-1 给出了本章所阐述方法的因果关系图，利用这种方法能有效辅助信号调理系统的实现。如此鱼骨图所示，为了将设备的总误差降到最低，有两类方法可供选择：一类是系统方法；另一类则是从器件方面考虑。本书第 1 章中已说明了传感器的选择方案以及线性化和矫正方法，第 2 章和第 3 章则就信号调理应用分别给出了特定运算放大器和滤波器的选择方案。为了优化信号调理，还需要考虑到输入噪声、阻抗、地线等的影响，这将在本章讨论。4.2 节就如何来评估和改善信号质量，给出了一种结合具体器件和系统思考的模型，该模型描述了包括随机干扰和相干干扰在内的总误差。最后给出了几个基于这种模型下的小信号调理系统的例子。

大量的外界干扰会频频对设备造成影响，因此，对干扰做衰减处理是必要过程。噪声耦合进信号电缆或电源总线上，能产生电场、磁场效应而成为干扰源。比如当信号线与加载有频率为 60Hz、功率为 1kW 的电源线的间距为 1ft[⊖]时，这根信

⊖ 1ft = 0.3048m。——译者注

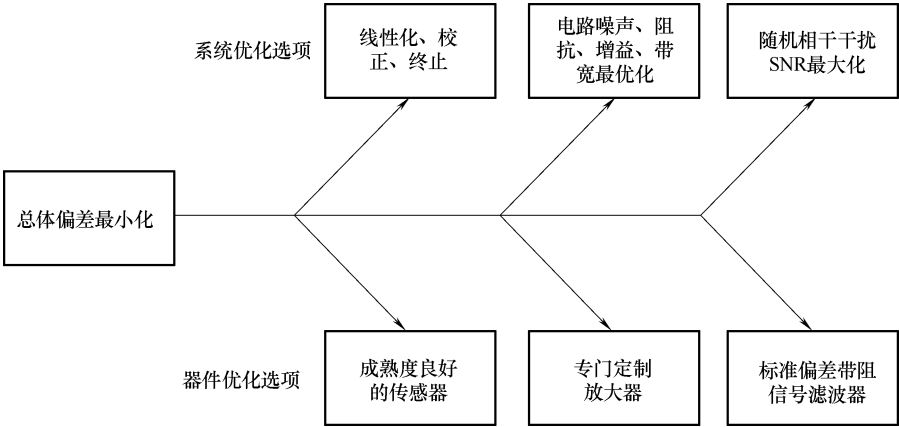


图 4-1 信号调理设计影响

号线将会耦合进大约 1mV 的干扰。大多数干扰是由于附近的电场或磁场影响形成的，尤其是电场。可以采取铜线或铝线这些无磁效应的金属并加以封装来抵消干扰的效果，例如铜制的双绞线就能对 60Hz 的干扰提供大约 -90dBV 的抑制能力。

铁或者某些合金形成的屏蔽能有效地抵抗磁场的干扰，但一般磁场要比电场更难屏蔽，屏蔽层的效能会随着频率的降低而减少，比如在 60Hz 下，铁质层的厚度每增加 100mil[⊖]就能提供 30dBV 的干扰衰减。在需要屏蔽磁场干扰的应用场合下，将信号线放在管壁足够厚的铁质管中形成对磁场的屏蔽，另外，由于在屏蔽层中不存在信号回路，双绞线的两根线的周期性变化的结构也能抵抗一部分磁场效果，而且最好是采用低容抗的线缆来制成双绞线。计算机数据采集系统中各器件间的互耦效应也不能忽视，由于实际上各器件的公共接地电阻不是无限小的，甚至能产生高达 50mV 的互相耦合干扰噪声。为了将互耦效应的影响降到最低，要将模拟电路和数字电路的地线回路分开，并分别接到一个低阻抗的公共地端上，即形成一个星形联结，如图 4-3 所示。

在所有应用中，屏蔽层必须接地的目的是为了 避免信号线受到外部干扰的影响，这些外部干扰可能包括来自于传感器或者是运算放大器输入端的干扰在内的干扰信号。信号线的外层皮同样会被接地，设备在信号带宽低于 1MHz 的情况下都能忽略干扰正常工作，如果地线的阻抗可以做到最低，屏蔽连接将会表现得更好。屏蔽层与放大器的保护壳相连时，屏蔽层就没必要接地了。屏蔽保护层可以将信号线与屏蔽保护层之间的电容均匀化，从而使在保护层上出现的干扰在信号线上表现为共模干扰，就可以被运算放大器的共模抑制特性抑制掉，这样的屏蔽方式，称之为

⊖ 1mil = 25.4 × 10⁻⁶ m。——译者注

主动屏蔽。

输入端的噪声可以划分为外部噪声（由传感器导致的噪声）和内部运算放大器噪声（需要等效到输入端，称为等效输入噪声），应当综合考虑有限带宽传感——运算放大器电路中的综合噪声，当受到有源干扰时肯定会产生额外的噪声。只要温度一超过绝对零度，热噪声 V_i 便会在所有的元器件比如电阻中出现。式（4-1）给出了热噪声关系式，热噪声电压与元器件温度的二次方根、阻抗的二次方根成正比，这个等式又称为 Johnson 方程式，其中温度一般用室温 293K，可以把这个热噪声源看作一个无噪声的电阻与一个电压源的串联。

$$V_i = \sqrt{4kTR_s} V_{\text{rms}} / \sqrt{\text{Hz}} \quad (4-1)$$

式中 k ——Boltzman 常量 ($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$)；

T ——绝对温度 (K)；

R_s ——阻抗 (Ω)。

热噪声不会受到从电阻上流过的电流的影响，但当传感器回路中流通的是直流电时，可能会在电线的连接处因为电导率的不连续而产生接触噪声，这种噪声的性质很特别，它的大小根据信号频率的倒数变化，并与直流电电流大小成正比，由于电导率的不连续所产生的这个触电噪声电压，可以使用式（4-2）的经验等式来等效，可以见到，它与信号频率是相关的。一个比较重要的结论是，应当在传感电路中保持最小的直流电流，尤其在信号频率比较低的情况下。

$$V_c = (0.57 \times 10^{-9}) R_s \sqrt{I_{\text{dc}}/t} V(\text{有效值}) / \sqrt{\text{Hz}} \quad (4-2)$$

式中 I_{dc} ——平均电流大小 (A)；

f ——信号频率 (Hz)；

R_s ——阻抗 (Ω)。

运算放大器的制造商通常用把运算放大器的内部噪声等效到输入端，并用一个等效输入噪声电压源和一个等效输入噪声电流源来表示，如图 4-2 所示。输入短路噪声有效值电压 V_n 是一个随机干扰，会出现在低噪声运算放大器的输入端。在 100Hz 以下时，由于输入短路噪声主要由运算放大器内部闪烁噪声，即 $1/f$ 噪声组成，因此会随频率减小而快速增加。同样的，开路有效值输入噪声电流也来自于放大器的内部噪声源，通常在传感器放大器电路中可以忽略它，因为它的幅度很小，只会造成一个微弱的输入干扰，除非存在阻值比较大的电阻。这些输入噪声来源基本不相关，用式（4-3）所示的二次方和的根公式来综合表示它们。因此在传感——放大——滤波电路中为了减少噪声，应避免使用带宽大、阻抗大的电阻。进一步，对于跟随在输入放大器后面的仪器电路通道内部噪声，由于输入级会将输入噪声放大，因此设备内部的这些噪声就会显得相对很小了。

$$V_{N_{\text{pp}}} = [6.6(V_i^2 + V_c^2 + V_n^2)(f_{\text{hi}})]^{1/2} \quad (4-3)$$

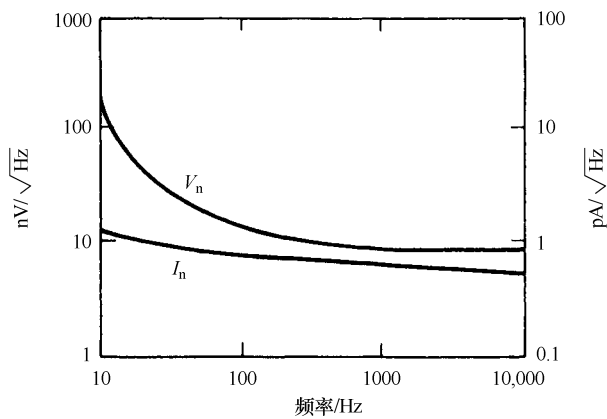
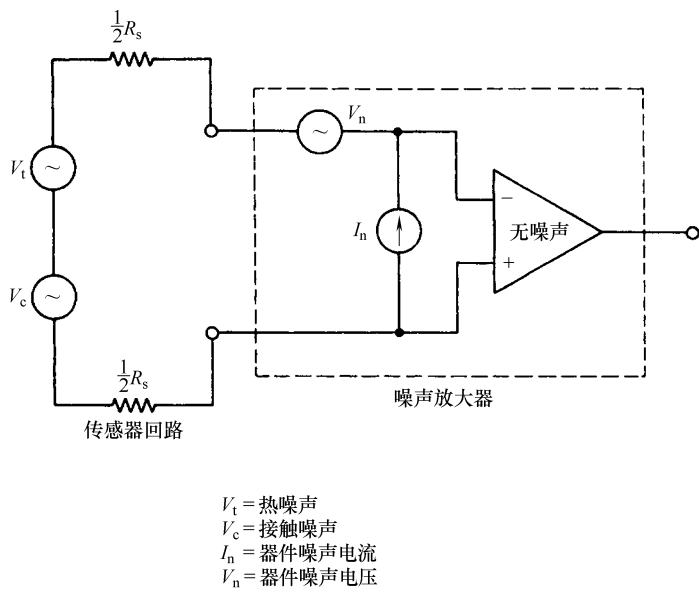


图 4-2 传感器—放大器噪声源

4.2 相干干扰和随机干扰下的信号质量

在做微弱模拟信号的采集时通常都有干扰存在。为了提高测量的准确性，可以通过适当的信号调理电路来提高信号质量，从而获得足够精度的幅值或相角。一些近似的表达式比如说著名的 Raemer 公式^[9]可以表示出相干正弦干扰下或随机高斯噪声下的信号误差。式 (4-4) ~ 式 (4-9) 给出了求信噪比 (SNR) 的相关等式。SNR 是一个无量纲的参数，表示了信号的功率与噪声功率的比值，SNR 通常表示为信号有效值的二次方与干扰信号幅度有效值的二次方之间的比值。这些等式对于

正弦信号成立，而正弦信号在设备中是很常见的。

$$P(\Delta A; A) = \operatorname{erf}\left(\frac{1}{2} \frac{\Delta A}{A} \sqrt{\operatorname{SNR}}\right) \text{ 概率} \quad (4-4)$$

$$0.68 = \operatorname{erf}\left(\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{\% \text{FS}}}{100\%} \sqrt{\operatorname{SNR}}\right)$$

$$\varepsilon_{\text{random amplitude}} = \frac{\sqrt{2} 100\%}{\sqrt{\operatorname{SNR}}} \text{ 一个周期}(1\sigma) \quad (4-5)$$

$$P(\Delta \varphi; \varphi) = \operatorname{erf}\left(\frac{1}{2} \frac{\Delta \varphi}{\varphi} \sqrt{\operatorname{SNR}}\right) \text{ 概率} \quad (4-6)$$

$$0.68 = \operatorname{erf}\left(\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_{\varphi}}{57.3^{\circ}/\text{rad}} \sqrt{\operatorname{SNR}}\right)$$

$$\varepsilon_{\text{random phase}} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} 100}{\sqrt{\operatorname{SNR}}} \text{ 度}(1\sigma) \quad (4-7)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{coh amplitude}} &= \frac{\Delta A}{A} \times 100\% \\ &= \sqrt{\frac{V_{\text{coh}}^2}{V_{\text{FS}}^2}} \times 100\% \\ &= \frac{100\%}{\sqrt{\operatorname{SNR}}} \text{ 满幅} \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\varepsilon_{\text{coh phase}} = \frac{100}{2 \sqrt{\operatorname{SNR}}} \text{ 度} \quad (4-9)$$

式(4-4)和式(4-6)定义了一个信号被随机高斯噪声破坏的概率，该随机噪声的幅度和相位分布在以其真实的振幅 A 或相位 φ 的值为中心的变化区间内。式中 erf 函数是高斯误差函数。表4-1展示了一个表格，表示将表中的幅度与相位误差代入上述式子，求得对应特定的 SNR 下的处于 68% (1σ) 的置信区间中的测量值的误差大小。对于许多应用来说， 1σ 是一个可接受的置信水平。对于 95% (2σ) 的置信度，对应相同 SNR 的误差值就会翻了一倍。使用近似的简化式(4-5)和式(4-7)来估计这些振幅和相位的误差，比使用式(4-4)和式(4-6)更容易估计。对于相干干扰，用式(4-8)和式(4-9)近似求振幅和相位误差，其中 V_{coh} 与 ΔA 成正比， A 就相当于 V_{FS} 。对应相同的 SNR，由于相干干扰产生的误差要比由随机干扰引起的误差要少 $\sqrt{2}$ 倍。此外，所有这些误差表达式的精确度要求最低 SNR 为 1 或者更大。由下面的例子可以看到，这一条件在信号调理电路通常是比较容易实现的。理想的匹配滤波器的信号调理利用振幅和相位信息来提高信号质量，在存在随机干扰的情况下，这些表达式也揭示了振幅误差和相位误差形成的这些 SNR 的关系。

表 4-1 SNR 与幅度和相位误差

SNR	幅度误差, 随机 $\varepsilon_{\%FS}$	相位误差, 随机 $\varepsilon_{\varphi deg}$	幅度误差, 相关 $\varepsilon_{\%FS}$
10^1	44.0	22.3	31.1
10^2	14.0	7.07	9.9
10^3	4.4	2.23	3.1
10^4	1.4	0.707	0.990
10^5	0.44	0.223	0.311
10^6	0.14	0.070	0.099
10^7	0.044	0.022	0.0311
10^8	0.014	0.007	0.0099
10^9	0.0044	0.002	0.0031
10^{10}	0.0014	0.0007	0.00099
10^{11}	0.00044	0.0002	0.00031
10^{12}	0.00014	0.00007	0.00009

对于实际应用，由 SNR 要求推导出的振幅和相位误差要求，必须在数学上要
和传统放大器和线性滤波器的信号调理电路设计关联起来，用来指导电路的设计。
图 4-3 描述了基本信号调理电路系统结构，包括预处理放大器和后置处理滤波器以
及它们的带宽。Fano^[4]的早期研究表明，在高输入 SNR 条件下，线性滤波的效率
趋近于匹配滤波。Budai^[2]的后期研究发展了这种效率的关系，其效率特性曲线如
图 4-4 所示。当输入 SNR 在 10 ~ 100 时，这条曲线及其 k 参数是很可靠的；当 SNR
为 200 或更大时，效率 k 为 0.9。

式 (4-10) ~ 式 (4-13) 描述了可以用来改善信号质量的关系式。在
式 (4-10)中使用功率或直流电压值都是可以的。式 (4-11) 中利用放大器输入端
的共模阻抗 R_{cm} 和差分 R_{diff} 以及 V^2/R （传感器的增益）关系，给出了输入 SNR 与
放大器 SNR 之间的关系。方程式中 CMRR 的二次方是为了将差模与共模电压增益
比转换成功率比。式 (4-12) 说明了更窄带宽应用时的信号处理—增益关系（即
由于信号处理方式带来的信号质量改善的关系），由放大器 f_{hi} 与滤波器 f_c 的比值，
再乘以滤波器效率 k ，说明了 CMRR 可以改善处于随机干扰下的放大器的信号处理
的质量。由于放大器 CMRR 的二次方因子，其提供了大部分的信号处理质量改进，
但是通过线性滤波也有效地衰减了随机噪声中的高频分量。

输入 SNR = $\left(\frac{V_{diff}}{V_{cm}}\right)^2$ 直流或有效值

(4-10)

放大器 SNR = 输入 SNR $\frac{R_{cm}}{R_{diff}}$ CMRR²

(4-11)

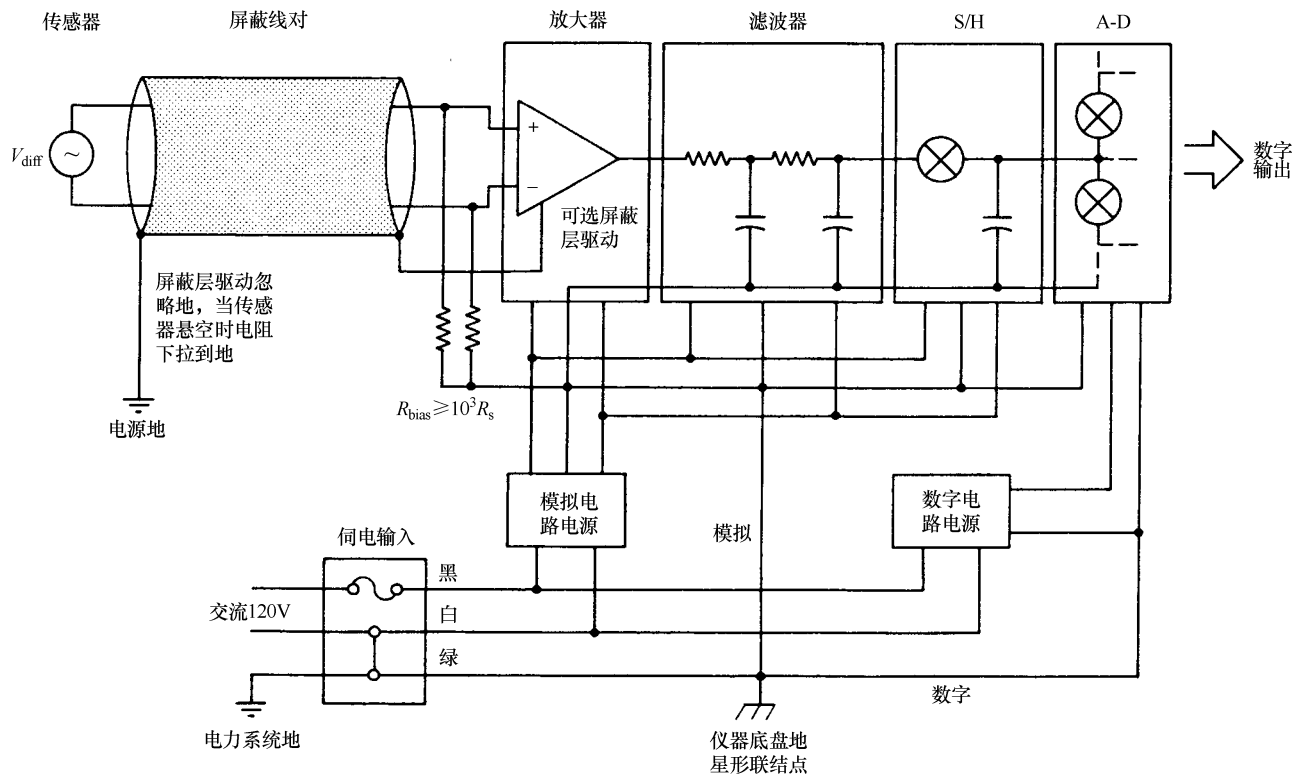
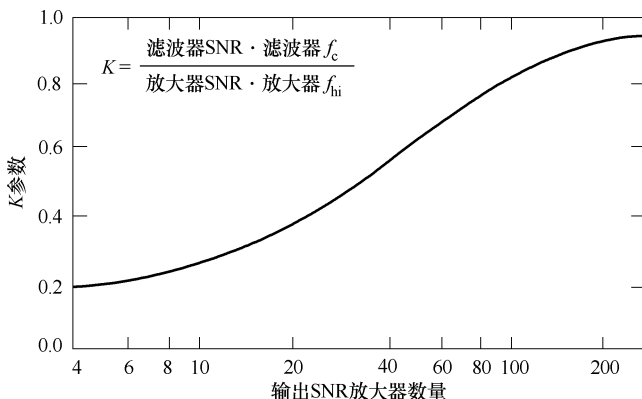


图 4-3 信号采集系统接口电路架构

图 4-4 线性滤波器效率 K 与 SNR 关系

$$\text{滤波器 SNR}_{\text{random}} = \text{放大器 SNR} k \frac{f_{\text{hi}}}{f_c} \quad (4-12)$$

$$\text{滤波器 SNR}_{\text{coherent}} = \text{放大器 SNR} \left[1 + \left(\frac{f_{\text{coh}}}{f_c} \right)^{2n} \right] \quad (4-13)$$

对于相干干扰条件下，信号质量的提高程度由该滤波器在干扰频率处的衰减程度决定。这一点可以用式 (4-13) 来解释，该方程式对于从单阶 RC 低通滤波器直到 n 极点巴特沃斯低通滤波器都是成立的。注意到滤波器截止频率是通过表 3-5 和表 3-6 来决定的，并考虑了将滤波器组件误差最小化。最后，各种信号调理设备误差和输出信号的质量必须适当地结合以确定信道的总误差。式 (4-14) 描述的是传感器的非线性、放大器、滤波器的误差要与信号误差的方均根加和。式 (4-15) 和式 (4-16) 提供了方便的替代方程，分别是用于相干的和随机的振幅误差估计：

$$\varepsilon_{\text{channel}} = \bar{\varepsilon}_{\text{sensor}} + \bar{\varepsilon}_{\text{filter}} + [\varepsilon_{\text{amplifier}}^2 + \varepsilon_{\text{random}}^2 + \varepsilon_{\text{coherent}}^2]^{1/2} \quad (4-14)$$

$$\varepsilon_{\text{coherent}} = \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{A v_{\text{cm}}}{A v_{\text{diff}}} \left[1 + \left(\frac{f_{\text{coh}}}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1/2} \times 100\% \quad (4-15)$$

$$\varepsilon_{\text{random}} = \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{A v_{\text{cm}}}{A v_{\text{diff}}} \left[\frac{2}{k} \left(\frac{f_c}{f_{\text{hi}}} \right) \right]^{1/2} \times 100\% \quad (4-16)$$

4.3 直流、正弦、与谐波信号调理

信号调理就是将信号质量提高到所需的精度，符合信号采集、缩放扩展以及带宽限制的精度要求。每个模拟数据需求信道的独特要求加上在特定应用中取得唯一必要性能的经济束缚，对于标准设计都是一种阻碍。本章的目的就是去建立一个信号采集与调理的统一的定量的设计方法，从而可以用于方便理解

的可靠的测量。接下来的例子包括在全部信号调理信道误差估计中的设备与系统误差。

一个直流与正弦信号调理信道被认为在过程控制与数据记录系统中得到广泛的工业应用。温度测量运用一个 Type-C 热电偶, 在 $0 \sim 1800^{\circ}\text{C}$ 温度范围内都能衰减地面传导和电磁耦合产生的干扰。一个单阶滤波器提供了一个 1Hz 信号的带宽来获得最小误差, 见表 3-5。对于热电偶的差分输入信号, 其温度系数为 $17.2\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, 直流电压范围为 $0 \sim 31\text{mV}$, 需要用到窄带信号调理电路来实现同时抑制 60Hz 、 1V (有效值) 的共模干扰, 并提供 0.009% FS 的残留相干误差的要求。一个 OP-07A 减法放大器电路结合一个 22Hz 差分延迟 RC 低通滤波器可以满足差分增益 $A_{v_{\text{diff}}}$ 达到 132, 满幅输出直流电压达到 4.096V 的要求, 而不需要额外的分立有源滤波器。

如图 4-5 所示的一个简易的直流与正弦电路, 它的参数和误差性能见表 4-3 ~ 4-5。这个 $A_{v_{\text{diff}}}$ 的 -3dB 频率为 4.5kHz , 在 100Ω 源电阻下的传感器回路内部的噪声为 $4.4\mu\text{V}(\text{p-p})$ 。利用表 2-2, 在 1% 的电阻容许偏差之内, 可以得到减法放大器的共模增益为 0.02。OP-07A 的误差预算为 0.103% FS, 是由其他信道误差构成的, 包括滤波器的均值误差 0.1% FS 和线性化热电偶的均值误差 0.011% FS。表 4-5 所列在 0.246% FS (1σ) 的总信道误差是以静态平均误差为主, 这是贯穿整个仪器系统中的最小化的不可变误差。通过后置线性化处理软件在 1800°C 温度范围内获得 0.2°C 剩余偏差, 由输入的 AD590 传感器可以提供环境温度的有源冷结温补偿, 可以将之控制在 0.5°C 内。注意, $R_i = 10\text{k}\Omega$ 。

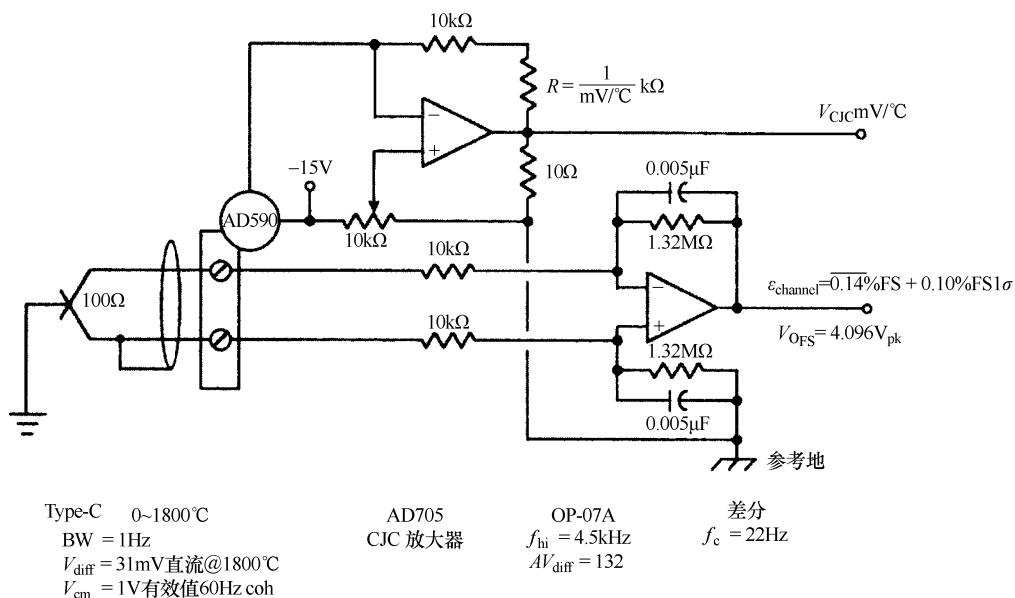


图 4-5 直流和交流正弦信号调理

表 4-2 信号类型对应的带宽要求

信号类型	带宽/Hz
直流	$dV_s/\pi V_{FS}dt$
正弦信号	$1/T$, T : 周期
谐波信号	$10/T$, T : 周期
单次事件触发信号	$2/\tau$, τ : 宽度

表 4-3 放大器输入参数

参数符号	OP-07A	AD624C	AD215BY	备 注
V_{OS}	10μV	25μV	0.4mV	失调电压
$\frac{dV_{OS}}{dT}$	0.2μV/℃	0.25μV/℃	2μV/℃	失调电压温漂系数
I_{OS}	0.3nA	10nA	300nA	失调电流
$\frac{dI_{OS}}{dT}$	5pA/℃	20pA/℃	1nA/℃	失调电流温漂系数
$A_{v,diff}$	132	50	1	差分增益
$A_{v,cm}$	0.02 (1% R)	0.0001	0.0001	共模增益
CMRR	6600	5×10^5	10^4	$A_{v,diff}/A_{v,cm}$
CMV	10V (有效值)	10V (有效值)	1500V (有效值)	最大输入电压
$V_{N_{pp}}$	$6.6[(V_i^2 + V_n^2)f_{hi}]^{1/2}$	$6.6[(V_i^2 + V_c^2 + V_n^2)f_{hi}]^{1/2}$	$6.6[V_i^2 f_{hi}]^{1/2}$	总等效输入噪声
V_i 有效值	$1.3nV/\sqrt{Hz}$	$4nV/\sqrt{Hz}$	$0.9nV/\sqrt{Hz}$	热噪声
V_c 有效值	—	$1.8nV/\sqrt{Hz}$	Negligible	接触噪声
V_n 有效值	$10nV/\sqrt{Hz}$	$4nV/\sqrt{Hz}$	Negligible	放大器噪声
f_{hi}	4.5kHz	150kHz	120kHz	−3dB 带宽
$f_{contact}$	—	100Hz	100Hz	接触噪声频率
$\frac{dA_V}{dT}$	$50 \times 10^{-6}/℃$	$5 \times 10^{-6}/℃$	$15 \times 10^{-6}/℃$	增益温漂系数
$f(A_V)$	0.01%	0.001%	0.005%	增益非线性
R_{diff}	$8 \times 10^7 \Omega$	$10^9 \Omega$	$10^{12} \Omega$	差分输入阻抗
R_{cm}	$2 \times 10^{11} \Omega$	$10^9 \Omega$	$5 \times 10^9 \Omega$	共模输入阻抗
R_s	100Ω	1kΩ	50Ω	源阻抗
$V_{O_{FS}}$	4.096V(p-k)	$\pm 5V(p-p)$	$\pm 5V(p-p)$	输出满摆幅
dT	10℃	10℃	10℃	温度偏差

表 4-4 放大器误差

$\varepsilon_{\text{amplRTI}}$	OP-07A	AD624C	AD215BY
V_{os}	$\overline{10\mu\text{V}}$	修整值	修整值
$\frac{\text{d}V_{\text{os}}}{\text{d}T}$	$2\mu\text{V}$	$2.5\mu\text{V}$	$20\mu\text{V}$
$I_{\text{os}}R_{\text{i}}$	$\overline{3\mu\text{V}}$	$\overline{10\mu\text{V}}$	$\overline{15\mu\text{V}}$
V_{Npp}	$4.4\mu\text{V}$	$15\mu\text{V}$	$2\mu\text{V}$
$f(A_V)\frac{V_{\text{ofs}}}{A_{\text{Vdiff}}}$	$\overline{3\mu\text{V}}$	$\overline{1\mu\text{V}}$	$\overline{250\mu\text{V}}$
$\frac{\text{d}A_V}{\text{d}T}\frac{V_{\text{ofs}}}{A_{\text{Vdiff}}}$	$15.5\mu\text{V}$	$5\mu\text{V}$	$750\mu\text{V}$
$\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{RSS}$	$(\overline{16} + 16)\mu\text{V}$	$(\overline{11} + 16)\mu\text{V}$	$(\overline{265} + 750)\mu\text{V}$
$X\frac{A_{\text{Vdiff}}}{V_{\text{ofs}}} \times 100\%$	$0.103\% \text{FS}$	$0.027\% \text{FS}$	$0.020\% \text{FS}$

表 4-5 信号调理通道误差合计

器件	直流正弦		谐波	
	$\varepsilon_{\% \text{FS}}$	备注	$\varepsilon_{\% \text{FS}}$	备注
传感器	$\overline{0.011}$	Type-C 线性化	0.100	压敏电阻
接口	$\overline{0.032}$	CJC 传感器	0.010	传感器供电
放大器	0.103	OP-07A	0.027	AD624C
隔离器	None		0.020	AD215AY
滤波器	$\overline{0.100}$	表 3-5	$\overline{0.115}$	表 3-6
信号质量	0.009	$60\text{Hz } \varepsilon_{\text{coh}}$	0.006	噪声 $\varepsilon_{\text{rand}}$
$\varepsilon_{\text{channel}}$	$\overline{0.143\% \text{FS}}$	Σmean	$\overline{0.115\% \text{FS}}$	Σmean
	$0.103\% \text{FS}$	$1\sigma \text{RSS}$	$0.106\% \text{FS}$	$1\sigma \text{RSS}$
	$0.246\% \text{FS}$	$\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{RSS}$	$0.221\% \text{FS}$	$\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{RSS}$
	$0.761\% \text{FS}$	$\Sigma \text{mean} + 6\sigma \text{RSS}$	$0.751\% \text{FS}$	$\Sigma \text{mean} + 6\sigma \text{RSS}$

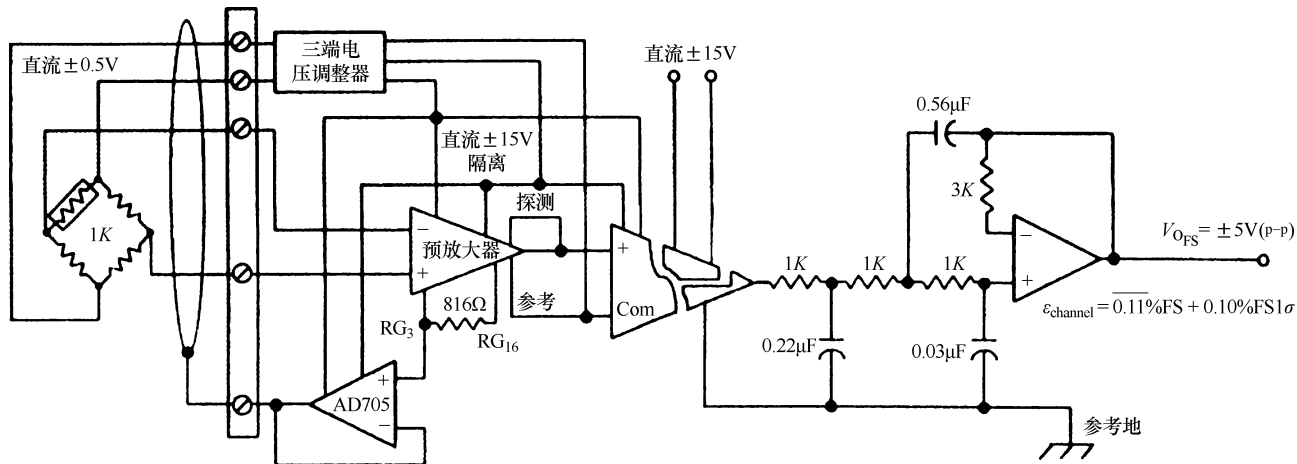
要想知道仪器信号的组成，可以通过观察时域变化，也可以通过傅里叶变换到频域中进行观察。表 4-2 所示信号的类型是根据最小的带宽需求来分类的，而最小带宽需求又是由信号波形参数决定的。将正弦信号对时间求导数能得到它的直流电平随时间的变化率，在 0 时刻的值，决定了它的带宽需求。对于谐波信号，假定是一阶滚降，即 -20dB/十倍频程，1/T 定义为基础频率，在频率为基础频率 10 倍的

频点处，幅度衰减到满幅的 1/10。

直流和正弦信号通道	谐波信号通道
传感器	
Type-C 热电偶 17.2μV/℃ 调理后处理线性化软件	1kΩ 压敏电阻桥响应特性 $F = ma$
$\frac{0.2^{\circ}\text{C}}{1800^{\circ}\text{C}} \times 100\% = 0.011\% \text{ FS}$	0.1% FS
接口	
AD 590 温度传感器冷端温度补偿	为传感器供电的电压调整器
$\frac{0.5^{\circ}\text{C}}{1800^{\circ}\text{C}} \times 100\% = 0.032\% \text{ FS}$	直流 $\pm 0.5\text{V} \pm 50\mu\text{V}$ 或 0.01% FS
信号质量	
$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{coh}} &= \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{Av_{\text{cm}}}{Av_{\text{diff}}} \\ &\left[1 + \left(\frac{f_{\text{coh}}}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1/2} \times 100\% \quad (4-15) \\ &= \frac{(1V_{\text{rms}} 2\sqrt{2})_{\text{pp}}}{31\text{m}V_{\text{dc}}} \left[\frac{80\text{M}\Omega}{200\text{G}\Omega} \right]^{1/2} \\ &\frac{0.02}{132} \left[1 + \left(\frac{60\text{Hz}}{22\text{Hz}} \right)^2 \right]^{-1/2} \times 100\% \\ &= 0.009\% \text{ FS} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{rand}} &= \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{Av_{\text{cm}}}{Av_{\text{diff}}} \\ &\left[\frac{2}{K} \frac{f_c}{f_{\text{hi}}} \right]^{1/2} \times 100\% \quad (4-16) \\ &= \frac{1\text{V}}{7\text{mV}} \left[\frac{1\text{G}\Omega}{1\text{G}\Omega} \right]^{1/2} \frac{10^{-4}}{50} \\ &\left[\frac{2}{0.9} \frac{3\text{kHz}}{150\text{kHz}} \right]^{1/2} \times 100\% \\ &= 0.006\% \text{ FS} \end{aligned}$

现在考虑图 4-6 所示的高性能谐波信号调理通道，采用系统误差为 0.1% FS 的压敏电阻式传感器，可以将施加的机械力转换成加速信号。这个例子中 1k 源电阻电桥传感器的谐波信号频谱带宽为 0 ~ 1kHz，产生的基频信号频率为 100Hz，最大输入信号幅度有效值达到 70mV，因为频率衰减为 -20dB/十倍频程，所以在 1kHz 带宽处，谐波信号幅度有效值就为 7mV。使用隔离的三端电压调整器产生 ±0.5V 直流电源，为双极型传感器供电，电压调整器提供的电源直流电平变化小于 ±50μV，双极型传感器的差模误差很小，只有 0.01% FS。传感器隔离缓冲共模电压有源驱动使得在更长的电缆长度上能够保持足够高的信号调理 CMRR。

一个 AD624C 前置放大器将差分传感器信号满幅值提高到 ±0.5V (p-p)，将有效值 1V 的共模随机干扰衰减到残余误差 0.006% FS，与低通滤波器一样，如同等式 (4-16) 描述。图 4-2 所示电路中的前置放大器和隔离放大器的误差见表 4-3 和表 4-4，还包括了传感器回路内在的噪声值，该噪声为 15μV (p-p)，其中 1/f 接触噪声带宽达到信号带宽的 10%。这个总噪声由 3 部分构成，包括源电阻热噪声 V_i 、由 1mA 直流电流引起的接触噪声 V_c 以及放大器内在噪声 V_n 。三极点巴特沃斯低通滤波器的截止频率降至 3 倍信号带宽 3BW 来缩小它的设备误差。注意 AD705



$F = ma$ 压敏电阻
 $BW = 1kHz$ 谐波
 $V_{diff} = 7mV$ 有效值@BW
 $V_{cm} = 1V$ 有效值随机

AD624C
 $f_{hi} = 150kHz$
 $Av_{diff} = 50$

AD215BY
 $f_{hi} = 120kHz$
 $Av = 1$

AD705
 $f_c = 3kHz$
 三阶巴特沃斯

图 4-6 谐波信号调理

滤波放大器的误差被包含在滤波器平均误差 0.115% FS 之中。总通道仪器误差的 1σ 为 0.221% FS，由从表 4-5 查询得到误差组成，大约等于置信度在 1σ 以内的统计均值和可变系统误差值之和。

4.4 模拟信号处理

当可实现的模拟信号调理误差没有达到测量的最小误差要求时，可以通过在完全相同的通道取平均来降低总的误差。被加到测量值上的随机和系统误差可以通过将独立测量的 n 个值求算术平均来消除。这里假定了构成系统误差的组成项在数量上足够多，以至于它们的均值足够近似 0，就与随机误差一样。传感器的器件误差经常被简化表示为其转移函数的非线性，并被保守地用均值误差来代替。然而，很多效应都会产生传感器误差，比如材料能量之间的相互作用，这是未知的，除了知道它们依赖于随机变量，而随机变量通常可以通过算术均值平均化来降低。

用典型信号调理通道可以满足前述的条件，它可以使包含了算术信号和 RSS 误差的输出做平均。这使通道信号质量提高了 $n\sqrt{n}$ ，通道误差降低了 $\sqrt{n}/n$ 。平均测量误差于是相当于任意一个通道的误差除以 $\sqrt{n}$ ，然而由于收益递减效应，超过一定数量之后再增加通道组合，这种降低误差的方法就越来越不经济。更进一步的，信号调理均值滤波器器件误差也保持增加，这对降低误差来说是个限制，但可以通过重置通道滤波器的后台平均处理来纠正。

图 4-7 描述信号调理通道误差的平均值，在该信号调理通道中，放大器放置在每个设备的输出和地之间提供算术信号项，它们的并行输入则提供 RSS 误差项。每级的 $A_{v_{diff}}$ 值被按照同样的比例缩放，这样 n 个输出的总和等于单个通道的信号满幅值。因此对于 3 个平均谐波信号调理通道，要使每一个信道的输出达到 1.667V， $A_{v_{diff}}$ 值需要达到 16.67 倍，可以通过使用 2552 Ω 的增益电阻来获得这样的增益。参考表 4-5，将滤波器做后向平均会使性能提高，总误差为 $(0.221\% - 0.115\%)/\sqrt{3} + 0.115\%$ ，约为 0.176% FS。需要注意的是，这个电路省略了一个求和放大器，也就忽略了求和放大器会引入的器件误差。

在信号处理中可以使用对数函数，主要是因为它们具有适宜展示宽动态范围的能力。对数参数经常是无量纲参量。因此，常常需要求两个电压或者电流的比值的对数，而分母项通常为一个固定的参考值，如在表 4-6 中所述的那样。市售的求对数运算设备的电压运算范围通常能覆盖 4 个数量级的跨度，一般为 1mV ~ 10V，电流范围则能覆盖 6 个数量级的跨度，为 1nA ~ 1mA。双极型对数运算是非常有用的，它的特性是在以零输入信号为中心的直线段上是对称的，如图 4-8 所示。

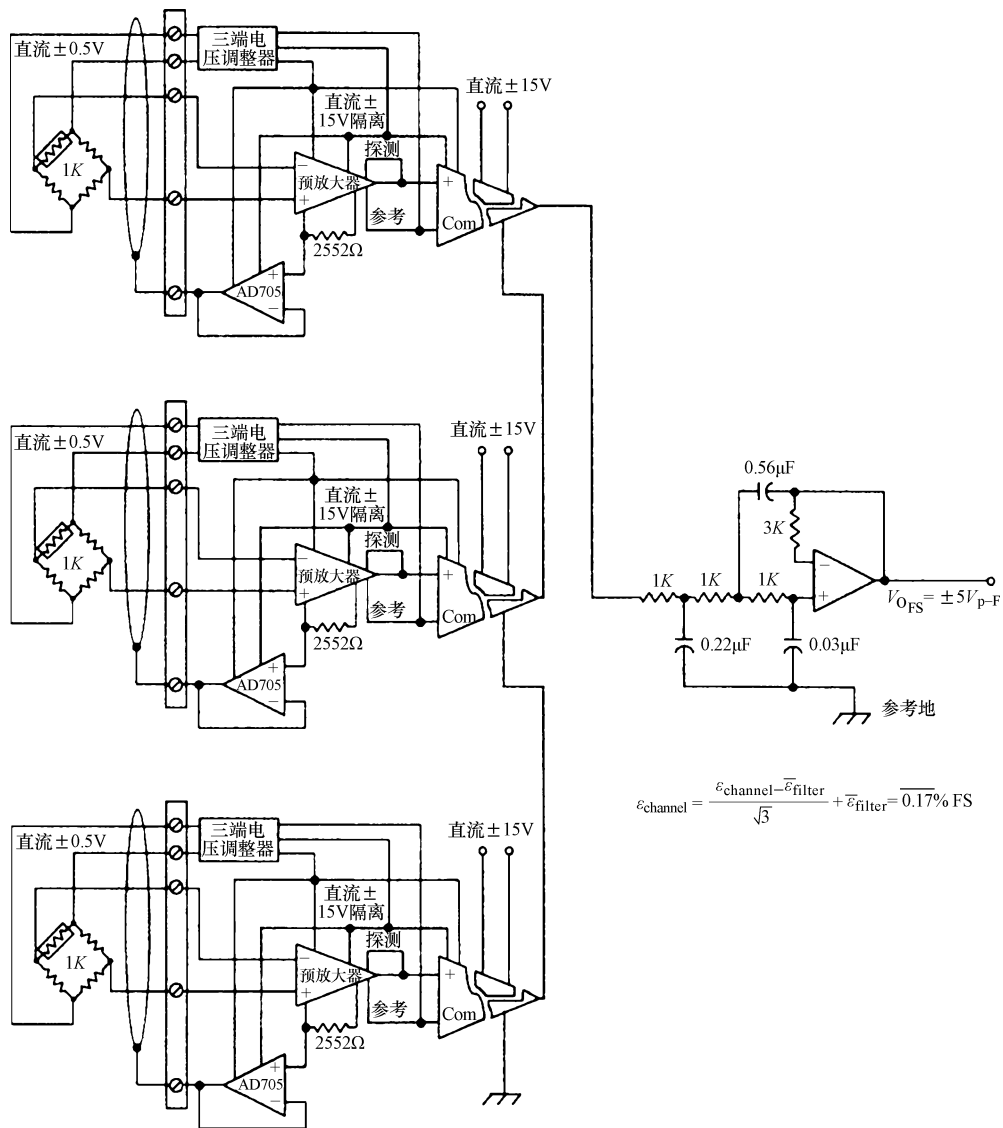


图 4-7 信号调理误差平均

表 4-6 对数运算方程

函 数	描 述
$V_0 = C \cdot \log_{10} \left(\frac{V_i}{V_{\text{ref}}} \right)$	电压对数
$V_0 = C \cdot \log_{10} \left(\frac{I_i}{I_{\text{ref}}} \right)$	电流对数

(续)

函 数	描 述
$V_0 = V_{\text{ref}} \cdot 10^{-V_i/C}$	反对数
$V_0 = C \cdot \log_{10} \left(\frac{V_1}{V_2} \right)$	比值对数
$V_0 = C \cdot \sinh^{-1} \left(\frac{V_i}{2V_{\text{ref}}} \right)$	双极型对数运算
$V_0 = C \cdot \sinh \left(\frac{V_i}{V_{\text{ref}}} \right)$	双极型反对数运算

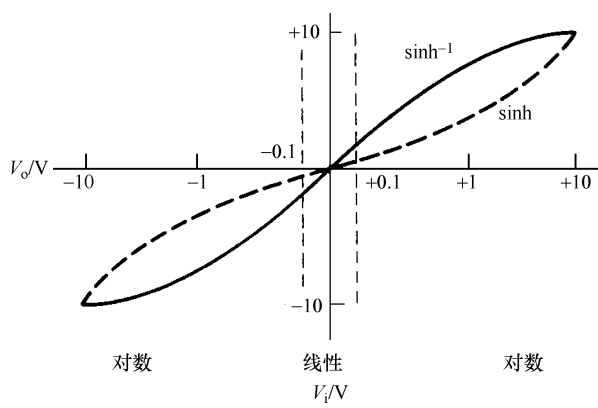


图 4-8 双极型对数与反对数运算函数

对数函数应用于数据采集系统的输入上具有其优点，即当采集系统被用于处理高分辨率的传感器数据时，可以对输入信号进行压缩，以符合系统有限的动态范围值。通过观察图 4-8 就可以理解，对于 10V 的满幅输入信号，其对数增益为 1，那么对应最小输入电平时，对数增益增加到最大值。对输出要进行镜像对称处理，也就是要做反对数运算，才能将输出信号恢复为线性信号表示。输入压缩和输出扩展或压扩操作，通过在较低的信号振幅范围内有效地增加 A-D 转换的量化台阶的数量，将有利于扩展截字长运算数字处理器的动态范围。典型的对数运算的误差是满幅的 1%，即 1% FS。在整个信号动态范围内，这个相对误差的对数形式的值都能保持恒定，其代价就是在整个信号的动态范围内的任意点都得保持很高的分辨率。

偶尔需要对非常小幅度的信号做精确整流这样的信号处理操作。无源全波整流电路是不足以完成这个任务的，因为硅二极管只有在外加电压超过大约 600mV 以上时才会导通。然而，如图 4-9 所示，有源全波整流和平滑电路将能提供精确的

AC-DC 转换，它能处理的信号电平可以达到 mV 级以下。图 4-9 中所示的电路的转换误差是 0.6% FS，这主要取决于通过 RC 平滑滤波器后的残余谐波失真，该 RC 平滑滤波器的截止频率为输入信号频率的 1/10。

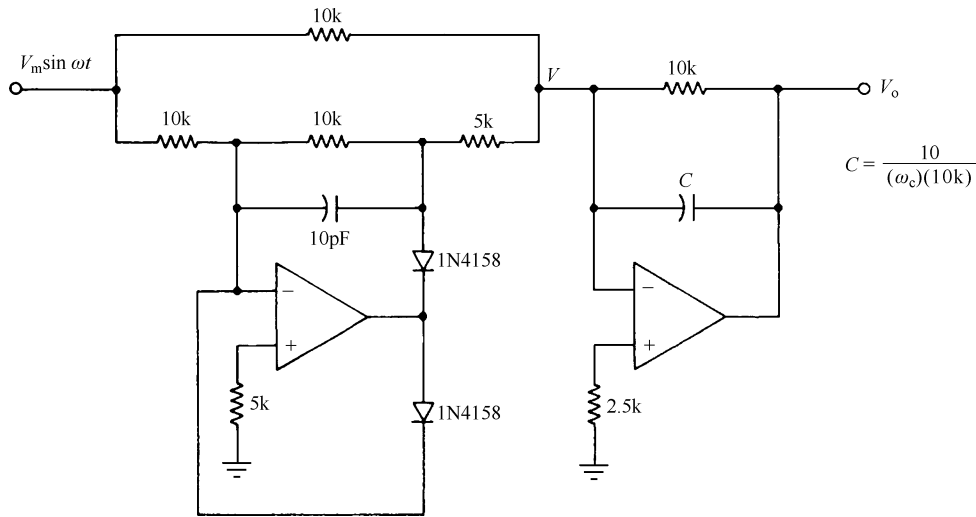


图 4-9 精确 AC-DC 转换器

对于关键的测量，图 4-10 所示的双冗余信号调理通道可以连续检测在任一通道的故障。信道状态是用由代表信道的先验概率的决策树来表示的。此外，将两个

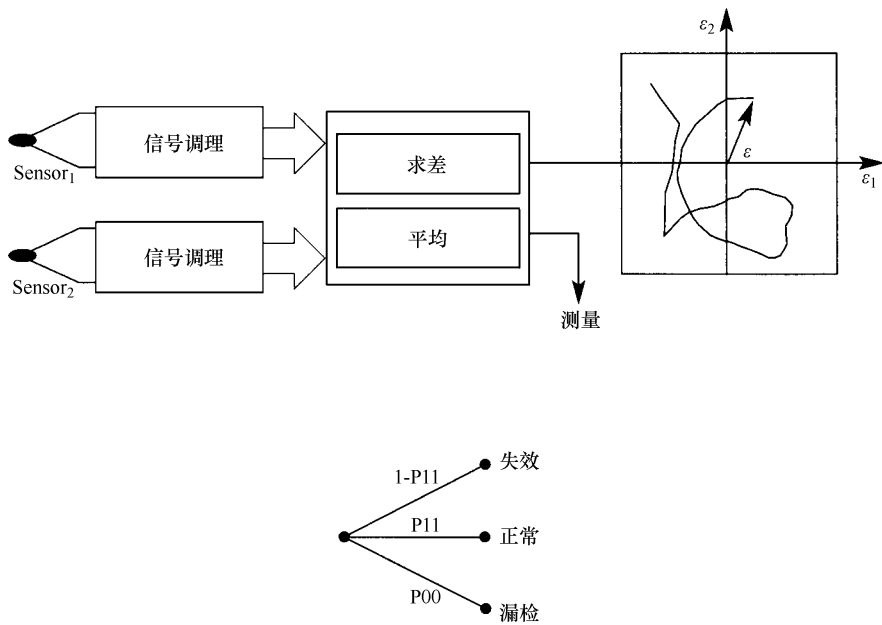


图 4-10 双冗余传感器检测

通道的测量误差进行平均，有助于将误差降低到相当于单一通道的误差的 0.707 倍。当信号的差分矢量超过通道信号调理误差窗口限制时，相同的传感器通道就能实现有效的故障检测。这种方法使用了本章讲述的通道平均误差模型，并利用连续的传感器测量，而不是比较不相关的测量值来分析预测。任一通道的失效，它的误差会立即超过误差窗口限制，用 (1-P11) 表示。另外，不太可能出现两个传感器通道同时发生故障导致的漏检，用 P00 表示它们的信号差是不能超过误差窗口限制的。

4.5 习题

4-1. 如图 4-11 所示的通用信号调理通道，基于 AD624 放大器的增益为 $A_v = (40000/R_g) + 1$ ，其中外部电阻 R_g 用并联电阻网络和开关构成，并联电阻网络提供了 $\times 1$ 、 $\times 10$ 、 $\times 100$ 或 $\times 500$ 这 4 种可选支路。放大器后是一个三阶可调贝塞尔或巴特沃斯低通滤波器，也具有可选电阻网络，使转角频率可选择为 10Hz、100Hz 或 1kHz。请计算与图 4-11 中所示增益 R_{AV} 相对应的电阻值，以及对应 3 种转角频率的贝塞尔和巴特沃斯滤波器里的电容 C_1 、 C_2 和 C_3 的值，并给出计算过程。

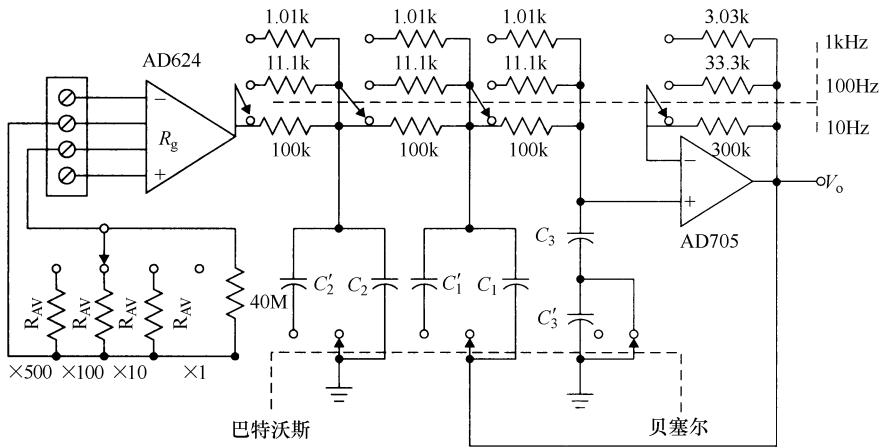


图 4-11 习题 4-1 图

4-2. 如图 4-12 所示的精密信号调理电路，是由 OP-07A 放大器构成的一阶带限滤波器，它可以将输入差分电压 10mV 的输入放大到输出 V_o 满幅 1V。直流提升到一个全幅 A_{v_diff} 进行评估。考虑将一个频率为 0.5Hz 的信号，并包含 1V（有效值）的随机干扰与 60Hz 相干共模干扰。可以用此电路提高该信号的质量。放大器的输入噪声包括了器件噪声 V_n 和由内阻 R_s （设为 1kΩ）贡献的热噪声。在温度变化 10℃、电阻精度 1%，电阻温度系数为 $50 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的条件下，请估算该电路的标准偏差，即 1σ 。假设放大器的失调电压 V_{os} 已经减小至零。请给出所有的计算过程，并将结果以列表形式给出。

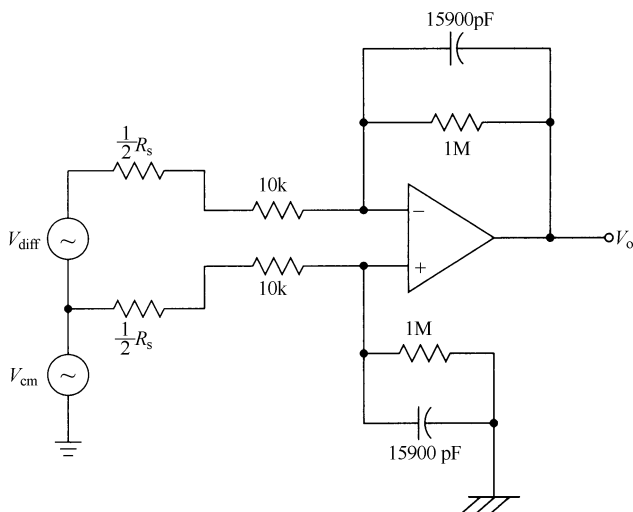


图 4-12 习题 4-2 图

4-3. 请计算在表 4-3 中所列的 AD524C 放大器的输入噪声值, 包括总的峰—峰值的计算。在式 (4-3) 中的常数 6.6, 是高斯噪声的峰值因子 (又称为峰均比, 峰值—均值比), 可以用来将峰—峰值转换为有效值。

参 考 文 献

1. Akao, Y., "Quality Function Deployment and CWQC in Japan," *Quality Progress*, October 1983, pp. 25-29.
2. Budai, M., "Optimization of the Signal Conditional Channel," Senior Design Project, *Electrical Engineering Technology*, University of Cincinnati, 1978.
3. *Designers Reference Manual*, Analog Devices, Norwood, MA, 1996.
4. Fano, R.M., "Signal to Noise Ratio in Correlation Detectors," *MIT Technical Report 186*, 1951.
5. Garrett, P.H., *Analog Systems for Microprocessors and Minicomputers*, Reston, 1978.
6. Garrett, P.H., *High Performance Instrumentation and Automation*, CRC Press, 2005.
7. Gordon, B.M., *The Analogic Data-Conversion Systems Digest*, Analogic, Wakefield, MA, 1977.
8. Hunt, V.J., *Redundant Structures for Fault-Tolerant Control*, M.S. Thesis, Elect. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1991.
9. Ott, H.W., *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, Wiley-Interscience, 1976.
10. Petrii, E.M., Ed., *Instrumentation and Measurement Technology and Applications*, IEEE Selected Conference Papers, ISBN 0-7803-4268-2, 1998.
11. Raemer, H.R., *Statistical Communications Theory and Applications*, Prentice-Hall, 1969.
12. Schwartz, M., Bennett, W., and Stein, S., *Communications Systems and Techniques*, McGraw-Hill, 1966.
13. Sheingold, D.H., Ed., *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Norwood, MA, 1980.
14. Zuch, E., *Data Acquisition and Conversion Handbook*, Datel-Intersil, Mansfield, MA, 1982.

第 5 章 数据转换器及其参数

5.0 简介

数据转换器是这样一类器件：它为表示物理过程及其参数的连续时间信号，和与连续时间信号相对应的离散时间信号即数字信号之间，提供了转换接口。近年来，得到重点发展的用于自动化制造的计算机系统，以及人们对使用个人计算机来捕捉数据并进行控制表现出越来越浓厚的兴趣，使得越来越需要对实时计算机 I/O 系统的设计要求做更进一步的理解。

然而，在讲述这类系统的理论和实践之前，有必要先理解用来制造这类系统的各类器件的特性与工作原理。本章将详细介绍模拟-数字转换器（ADC）与数字-模拟转换器（DAC）的详细内容，包括 ADC 的 7 种典型架构，还包括模拟乘法器、采样-保持电路这类辅助电路的内容。本文沿用定量分析方法来提供对这些转换器的误差估算。

5.1 模拟乘法器

现在的场效应晶体管（FET），包括互补金属氧化物半导体（CMOS）和结型场效应晶体管（JFET），逐渐取代早年常用的存在失调电压问题的双极型晶体管，广泛用于模拟乘法器开关电路。JFET 相对于 CMOS 器件，有相同的开关速度，还具有更强的电气可靠性，但是由于 CMOS 在掉电后可以可靠地关闭（JFET 则不行），而且 CMOS 电路传输的信号电平可以与电源电压一样高，因此，现在的模拟乘法器主要是由 CMOS 器件构成的。图 5-1 所示的是一个 CMOS 模拟传输门，当它导通时，由 PMOS 与 NMOS 可以提供一个稳定的导通电阻，大约 100Ω。因此，当在这个模拟传输门后接一个输入为高阻的电路时，就不会由于导通电阻导致明显的电阻分压而引入较大误差。图 5-2 所示的是模拟多路选择器的电路图，以及由多个模拟多路选择器构成的矩阵。乘法器开关特性见表 5-1。

表 5-1 乘法器开关特性

类 型	导 通 电 阻	关断隔离度	采 样 率
CMOS	100Ω	70dB	10MHz
JFET	50Ω	70dB	1 MHz
簧片继电器（Reed）	0.1Ω	90dB	1 kHz

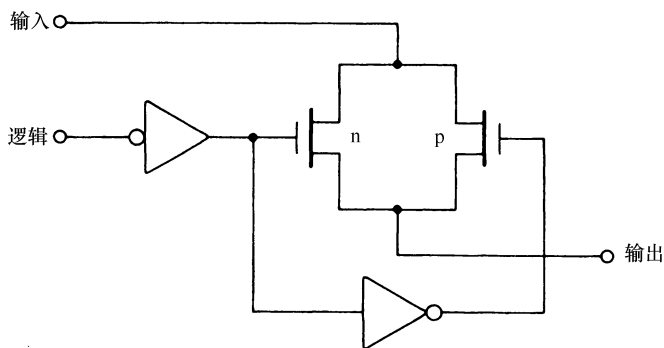


图 5-1 CMOS 模拟开关

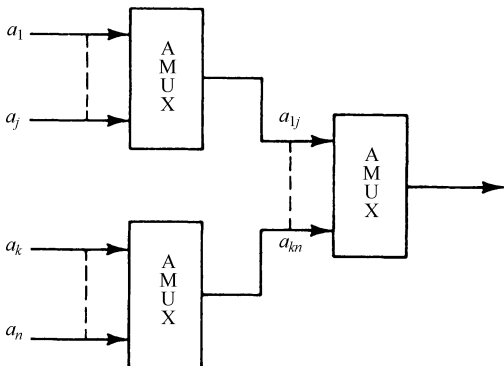
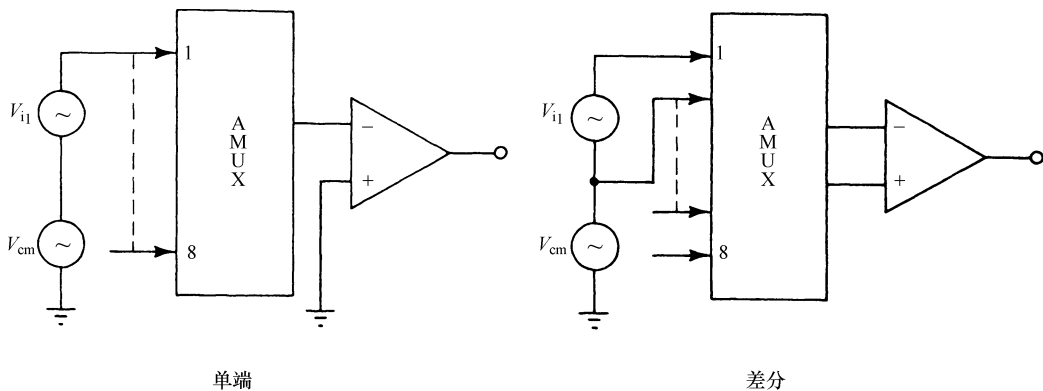


图 5-2 模拟乘法器的连接方法和乘法器阵列

表 5-2 所列的是模拟多路选择器的误差特性，由表中数据可见，误差主要由式 (5-1) 所示的平均传输误差贡献。该误差本质上是由输入电阻分压效应导致的，

而且当在 AMUX 后串联一个输出缓冲放大器时，误差最小可以降至 $\overline{0.01\%}$ FS。通常的带采样保持电路的输入放大器，都能提供这样的高阻输入端。另一个误差则来自 CMOS 关闭时的沟道漏电流，它会在输入源电阻上产生一个失调电压。

表 5-2 典型的乘法器误差

参 数	簧片继电器	CMOS
传输误差	$\overline{0.01\%}$	$\overline{0.01\%}$
串扰误差	0.001%	0.001%
漏电误差		0.001%
热噪声误差	0.001%	
$\varepsilon_{\text{AMUX}} \quad \Sigma \overline{\text{mean}} + 1\sigma \text{ RSS}$	$\overline{0.01\% \text{ FS}}$	$\overline{0.01\% \text{ FS}}$

$$\text{传输误差} = \frac{V_i - V_o}{V_i} \times 100\%$$

(5-1)

5.2 采样保持电路

在一个采样系统中，会使用采样保持（S/H）电路，它能提供将持续变化的模拟信号暂时保持不变的功能。现在已有多种采样保持电路结构可以满足采样系统的速度与精度的要求。图 5-3 所示的就是一个可以在速度上或者精度上进行优化的采样保持电路。同向放大器提供了一个高阻输入缓冲级，而全反馈则可以将处于跟踪状态中的电路的信号传输误差降至最小。当电路处于保持状态时，开关管处于开路状态，这时钳位二极管可以用来使电路保持稳定。采样系统中使用的采样保持电路必须要仔细设计。以下是采样保持电路的 3 种典型应用。

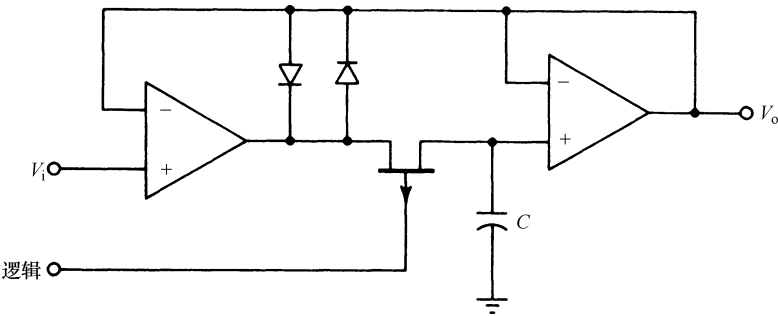


图 5-3 闭环采样保持电路

图 5-4 所示的是一个通常的多路复用数据转换系统的转换周期。通道 1 的信号被 S/H 电路采样并保持足够长的时间来使信号达到预定的幅度误差以内。对于传感器通道的 RC 时间常数的数量级，可以与 S/H 采样时间 [见式 (5-2)] 相当时，通过插入的采样保持电路，使多路器各个通道的选择时间与 A-D 转换时间之间重

叠，可以显著提高系统的吞吐率。

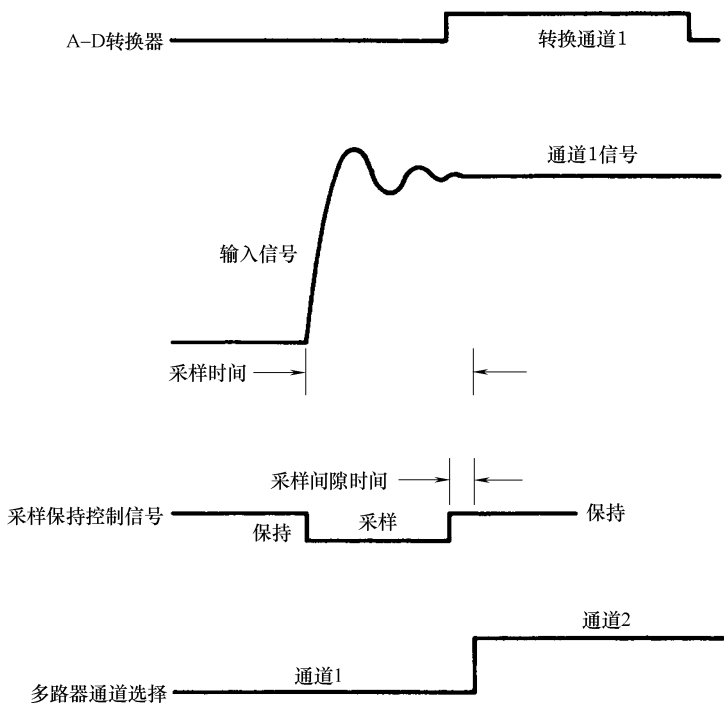


图 5-4 多路转换系统时序图

第 2 种应用如图 5-5 所示。在很多实验室测量中使用的同步数据采集系统中，多个传感器通道要求精确地同时采集到数据。通过匹配采样保持电路的带宽与采样时间，通道间的时间偏差可以减到最小。虽然数据转换是顺序进行的，信号间的时序关系也能保存下来。

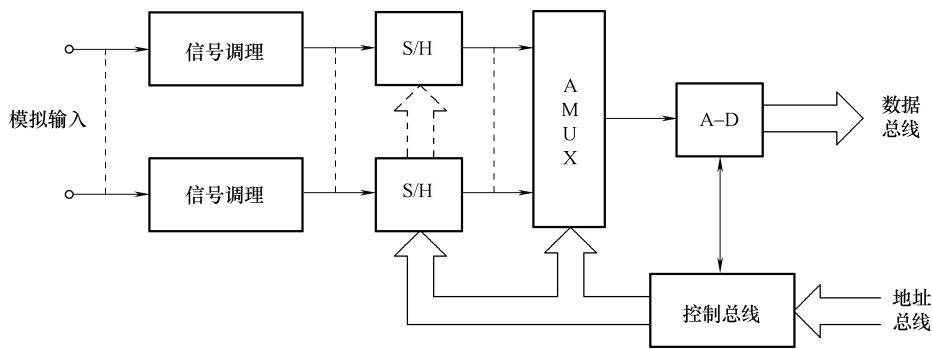


图 5-5 同步数据采集

$$\text{采集时间} = \frac{|V_o - V_i|}{I_o} + 9(R_o + R_{on})C_s \tag{5-2}$$

电压比较型 A-D 转换器，例如逐次逼近 A-D 转换器，为了做精确转换，需要恒定的信号值。这一功能可以通过在 A-D 转换器之前放置一级采样保持电路来实现，这就是采样保持电路的第 3 种应用。这种应用要着重考虑采样保持电路和 A-D 转换器之间的配合，才能达到预想的性能。采样保持电路的性能，由它的输入放大级的带宽以及它的电流输出驱动能力（用于驱动保持电路所用的电容 C ）来决定。式（5-2）表示的采样时间，以及图 5-6 所示的 A-D 转换时间 T ，将决定采样保持电路和 A-D 转换器级联后的最大吞吐率。例如，Analog Devices 公司的 AD9100，它的对应建立精度为 0.01% FS（13bit）的采样时间是 16ns，因此它的转换速率就是 $1/(16\text{ns} + T)\text{Hz}$ 。在采样阶段，保持电容开始由输入放大级的输出电流 I_o 进行充电，充电速度由输出级的摆率决定。当电容电压升至放大器的线性区时，充电电流将按指数率进行充电，时间常数则如式（5-2）所示，其中 R_o 是放大器输出电阻， R_{ON} 是开关导通电阻。采样时间的重要性在于定义了采样信号幅度的平均采样误差界限。由于这是一个系统误差，而不是一个模块误差，因此对它的估算将推后到 6.3 节来讲述。

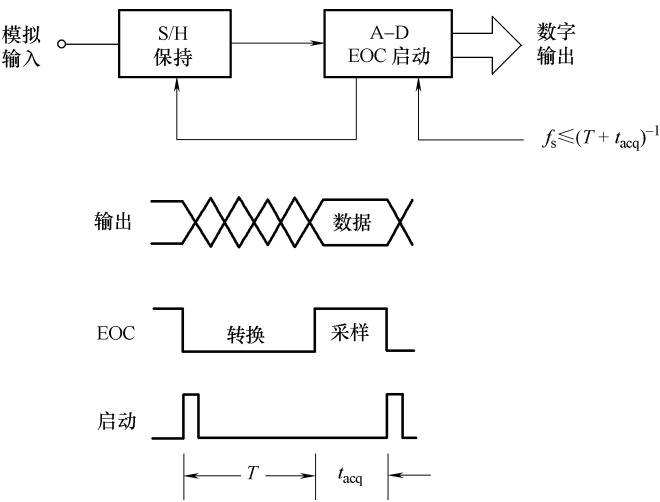


图 5-6 S/H 与 A-D 转换的时序关系

典型的采样保持误差见表 5-3。

表 5-3 典型的采样保持误差

采集误差		0.01%
非线性		0.004%
增益		0.01%
温度系数		0.001%
$\varepsilon_{S/H}$	$\Sigma \overline{\text{mean}} + 1\sigma \text{ RSS}$	0.02% FS

5.3 D-A 转换器

D-A 转换器, 即 DAC, 在驱动器、显示系统、信号同步系统这类需要输出数据恢复的计算机接口应用里, 用于将离散数字信号重建为连续模拟信号。有些 A-D 转换器内部也会有 D-A 转换器。一个 D-A 转换器可以看成是一个受数字控制的电势计。这个电势计可以提供的电压或者电流会相对于一个满幅参考值做标准化。使用图示的方法可以清晰地说明数字量与模拟量之间的转换关系。图 5-7 所示的是一个 3bit 的 D-A 转换器的传输关系曲线, 它对应的模拟输出幅度范围为 $0 \sim 7/8 \text{ FS}$, 其中 FS 表示满摆幅或者满幅 (Full Scall)。要注意的是, 当向 D-A 转换器输入满幅数字信号时, 对应的模拟输出是 $\text{FS}-1\text{LSB}$ 。一个常用的 D-A 转换器的结构, 包含了与其分辨率相对应的从 MSB 到 LSB 的开关电流源。一个开关电流源的闭合就意味着向输出增加了对应该位的二进制权重的电流。所有这些输出电流叠加在一起, 经过一个电流—电压转换放大器转换成相应的电压信号。图 5-8 所示的就是一个对应图 5-7 所示转换关系的 3bit 直接二进制码 D-A 转换器。

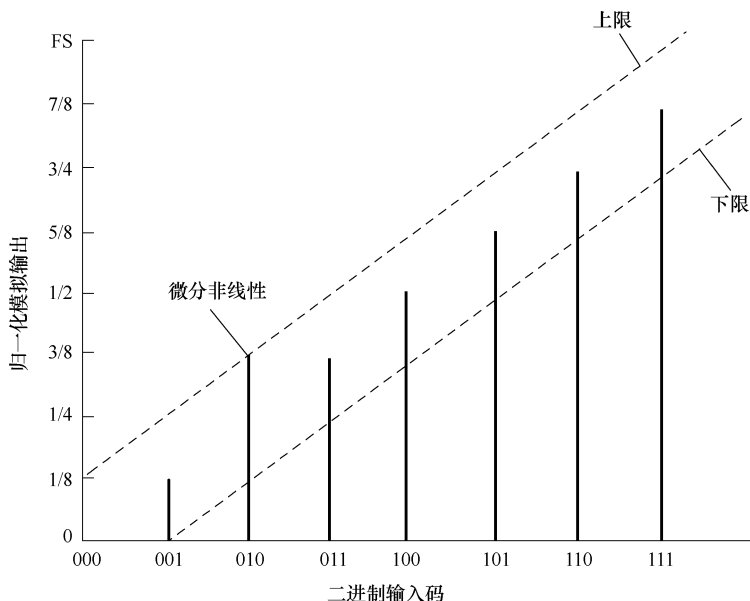


图 5-7 3bit D-A 转换器关系

在实际中, D-A 转换器转移特性的实现都是不理想的。如图 5-7 所示, 因为放大器失调误差 (offset errors) 理论上的零输出实际上是非零的; 从零到满摆幅 ($\text{FS}-1\text{LSB}$) 的输出范围的实际编码值可能会因增益误差而产生或大或小的整体偏移, 此外, 输出电平的范围的包络线有可能会因转换器的非线性而产生弯曲。增益

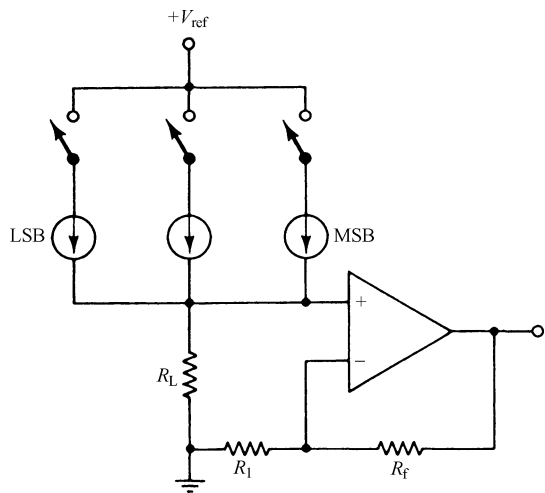


图 5-8 直接二进制编码 3bitD- A 转换器

和失调误差可能会被补偿，留下的残余温度漂移变化见表 5-4，表中所列为一个典型 12 位 D-A 转换器的温度系数。为了使 D-A 转换器有准确的输出电压，必须以参考电压为基准建立基础。大部分的参考电压都利用带隙基准源产生，硅晶体管的 V_{be} 具有负温度系数 $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ，因此可以推测出在绝对零度时 V_{be} 大约为 1.2V （也就是硅的带隙电压）。

表 5-4 典型的 12bit D- A 转换器误差

平均积分非线性 (1LSB)		$\overline{0.024\%}$
温度系数 (1LSB)		0.024%
噪声 + 失真		0.001%
ε_{D-A}	$\overline{\Sigma \text{mean}} + 1\sigma \text{ RSS}$	$0.048\% \text{ FS}$

转换器的非线性需要通过使用精密器件来降到最低，这是因为这些器件分布于整个转换器网络并且无法像调整增益、失调误差那样可以通过校准技术来使之消除。微分非线性（Differential NonLinearity，DNL）及其随温度变化的特性在数据转换器中很重要，DNL 描述了对应 1LSB 数字输入的输出理想模拟真值与实际输出模拟值之间的差异。当一个 D-A 转换器在输入数据变化了 1LSB 时，却输出了对应 2LSB 的模拟变化值，那么它的 DNL 就是 1LSB。当 $\text{DNL} > 1\text{LSB}$ 时，对应一个单一的输入数据，转换器的输出就不再是一个单一的值，在这种情况下转换器就是不单调的，并且产生了编码的丢失。积分非线性（Integral NonLinearity，INL）是一个平均误差，它被定义为 DNL 的总和，而且通常也不应该超过 1LSB。

表 5-5 中为使用较为频繁的根据 12bit 字长表示的单极型或者双极型编码。这些编码可应用于 D-A 或者 A-D 转换器。代码的选择应该与其应用及意义理解相适

应（正为真值，或者负为真值）。正为真值的编码定义了一个逻辑“1”为正逻辑电平，而在负为真值的编码中，负逻辑电平为逻辑“1”，在这两种编码中其他逻辑值为“0”电平。所有数据转换器使用的编码都基于二进制数系统。任何二进制码与十进制数之间的转换关系都可以根据式（5-3）来表示，式中系数 a_i 假定为最高有效位和最低有效位之间，第 i bit 的值（0 或者 1）。这种编码方案方便数据转换器工作，因为编码值根据 n bit 数据长度的满幅的分数来解读。直接二进制、正电平为真值的单极型编码最常见。二进制补码、正电平为真值的单极型编码与标准二进制码、负电平为真值的编码完全一致。有符号双极型编码经常用于 0 电平较多的输出。偏移二进制码比较容易通过将最高有效位取补码，转换为更易被计算机兼容使用的双补码码。

$$N = \sum_{i=0}^n a_i 2^{-i}$$

(5-3)

表 5-5 数据转换器二进制码

单极型码—12bit 转换器				
直接二进制（标准二进制）和补码二进制				
比例	+10VFS	+5VFS	直接二进制	补码二进制
+FS -1LSB	+9.9976	+4.9988	1111 1111 1111	0000 0000 0000
+7/8FS	+8.7500	+4.3750	1110 0000 0000	0001 1111 1111
+3/4FS	+7.5000	+3.7500	1100 0000 0000	0011 1111 1111
+5/8FS	+6.2500	+3.1250	1010 0000 0000	0101 1111 1111
+1/2FS	+5.0000	+2.5000	1000 0000 0000	0111 1111 1111
+3/8FS	+3.7500	+1.8750	0110 0000 0000	1001 1111 1111
+1/4FS	+2.5000	+1.2500	0100 0000 0000	1011 1111 1111
+1.8FS	+1.2500	+0.6250	0010 0000 0000	1101 1111 1111
0 +1FS	+0.0024	+0.0012	0000 0000 0000	1111 1111 1110
0	0.0000	0.0000	0000 0000 0000	1111 1111 1111

BCD 码和补码 BCD 码				
比例	+10VFS	+5VFS	二元线性码	补码二元线性码
+FS -1LSB	+9.99	+4.95	1001 1001 1001	0110 0110 0110
+7/8FS	+8.75	+4.37	1000 0111 0101	0111 1000 1010
+3/4FS	+7.50	+3.75	0111 0101 0000	1000 1010 1111
+5/8FS	+6.25	+3.12	0110 0010 0101	1001 1101 1010
+1/2FS	+5.00	+2.50	0101 0000 0000	1010 1111 1111
+3/8FS	+3.75	+1.87	0011 0111 0101	1100 1000 1010
+1/4FS	+2.50	+1.25	0010 0101 0000	1101 1010 1111
+1.8FS	+1.25	+0.62	0001 0010 0101	1110 1101 1010
0 +1FS	+0.01	+0.00	0000 0000 0001	1111 1111 1110
0	0.00	0.00	0000 0000 0000	1111 1111 1111

(续)

双极型码—12bit 转换器					
比例	±5VFS	偏移二进制码	补码	反码	符号幅度码
+ FS - 1LSB	4. 9976	1111 1111 1111	0111 1111 1111	0111 1111 1111	1111 1111 1111
+ 3/4FS	+ 3. 7500	1110 0000 0000	0110 0000 0000	0110 0000 0000	1110 0000 0000
+ 1/2FS	+ 2. 5000	1100 0000 0000	0100 0000 0000	0100 0000 0000	1100 0000 0000
+ 1/4FS	+ 1. 2500	1010 0000 0000	0010 0000 0000	0010 0000 0000	1010 0000 0000
0	0. 0000	1000 0000 0000	0000 0000 0000	0000 0000 0000	1000 0000 0000
- 1/4FS	- 1. 2500	0110 0000 0000	1110 0000 0000	1101 1111 1111	0010 0000 0000
- 1/2FS	- 2. 5000	0100 0000 0000	1100 0000 0000	1011 1111 1111	0100 0000 0000
- 3/4FS	- 3. 7500	0010 0000 0000	1010 0000 0000	1001 1111 1111	0110 0000 0000
- FS + 1 LSB	- 4. 9976	0000 0000 0001	1000 0000 0001	1000 0000 0000	0111 1111 1111
- FS	- 5. 0000	0000 0000 0000	1000 0000 0000		

当 D-A 转换器的输入编码增加或者减小时，数据转换器将交替经过变化率最大或变化率最小的转换点。其中最大的一个转换点出现在满幅的一半处，此时最高有效位将发生翻转，而所有的其他位的状态将向反方向翻转。如果一些转换电流源比其他电流源有延迟，此时会产生比较严重而短暂的尖峰脉冲，即毛刺。在由高速逻辑驱动的高速 D-A 转换器中，由于在各 bit 位对应的开关控制信号存在转换时间偏差，因此毛刺能量必须被纳入考量。然而，高速 D-A 转换器也经常使用输出 S/H 电路，用在跳变的间隔将数据停留在保持状态来消除跳变毛刺。内部产生的噪声对于 D-A 转换器来说一般并不重要，除非是分辨率要求非常高的情况。比如，对 ADI 公司的 20bitD-A 转换器 DAC1862 来说，对应 10V_{FS} 的满幅，它的最低有效位等于 10 μV，此时就需要考虑内部噪声对精度的影响了。

随着集成 D-A 转换器越来越先进，通过集成电路技术越来越容易达到较为精确的电阻比率，使得 R-2R 网络架构的 D-A 转换器越来越普遍。相比之下，二进制权重电阻网络的良率就比较低了。式 (5-4) 和式 (5-5) 给出了图 5-9 描述的 R-2R 网络与二进制权重电阻网络转换器的传递函数。对 R-2R 网络型，从 V_{ref} 看过去，每个 R-2R 分支都等效于一个 3R 电阻，从而使得节点左右支路的电流分流是相等的。

$$V_o = \frac{R_f}{R} V_{ref} \sum_{i=0}^n 2^{-i}$$

加权电阻型

(5-4)

$$V_o = \frac{R_f}{2R} \frac{V_{ref}}{3} \sum_{i=0}^n 2^{-i}$$

R-2R 电阻型

(5-5)

一个使用可变参考基准的 D-A 转换器可以被配置为一个乘法 D-A 转换器，这对于许多需要用数字控制比例因数的应用来说十分有用。对于许多应用来说，既可

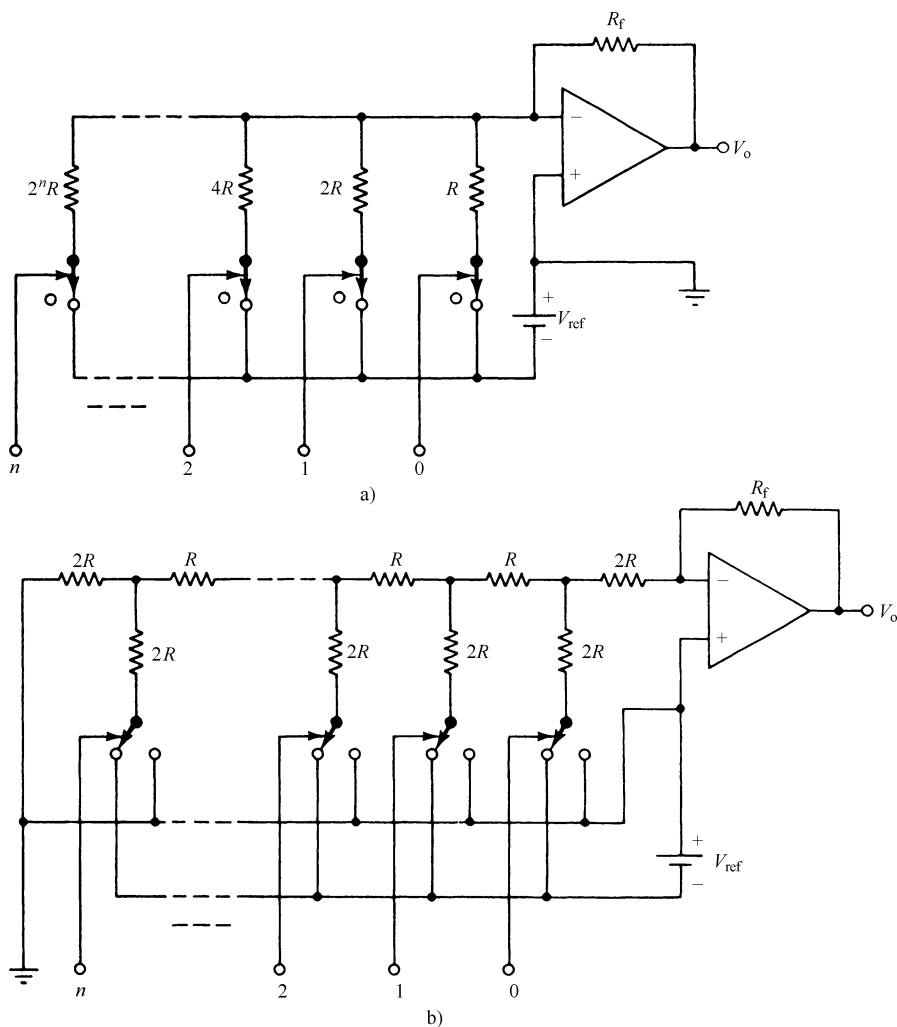


图 5-9 二进制权重电阻型 D-A 转换器和 R-2R 电阻型 D-A 转换器

以选用线性比例因数，比如在测试系统中的数字激励；也可以选用对数的比例因数，比如通信系统中的分贝步进衰减。最简单的一象限乘法器是以单极型基准信号进行数字编码。二象限 D-A 转换器利用双极型基准信号或者双极型数字编码。四象限乘法同时使用双极型基准信号和双极型数编码。表 5-6 描述了一个二象限 12bit 线性乘法 D-A 转换器。由乘法实现的可变跨导性质对于许多信号调理应用场合十分有用，比如可编程增益。

系统的外围设备越来越复杂，从而需要获取更多主机资源。为了更有效地分配这些任务，外围接口设备需要具备透传处理能力。实际上，一些外设比它们所支持的主机更为复杂，比如说 4G 通信处理器。通用外设总线控制设备已经发展到可以

表 5-6 二象限 12bit D-A 转换器

标准二进制码输入	模拟输出
1111 1111 1111	$\pm V_i \left(\frac{4095}{4096} \right)$
1000 0000 0001	$\pm V_i \left(\frac{2048}{4096} \right)$
0000 0000 0001	$\pm V_i \left(\frac{1}{4096} \right)$
0000 0000 0000	0V

在不同总线复用速度的情况下使用先入先出（FIFO）缓存器、灵活搭配内存映射、中断驱动、DSP 计算单元。相反地，图 5-10 中基本 D-A 外设接口单元采用了程序预设输出，其状态被主机的 Ready 使能端削减。在此之后，在 IOW 低电平和 CE 高电平的情况下，数据从 D 端口输出。

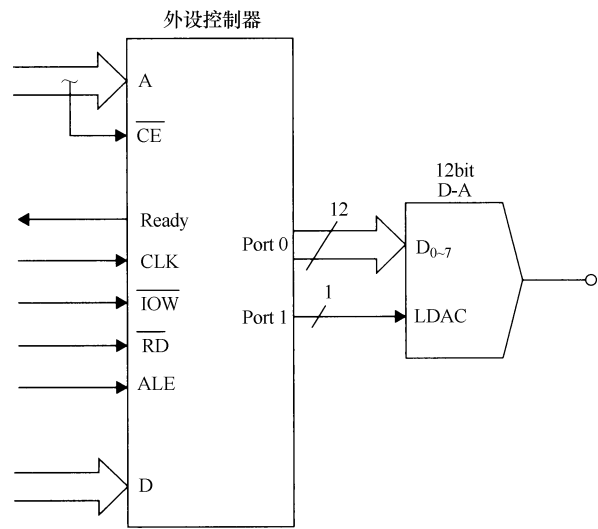


图 5-10 D-A 外设接口

5.4 A-D 转换器

连续时间模拟信号到时间数字信号的转换是得到数字计算机可以使用的典型数字序列的基本原理。所有 A-D 转换器都集成了采样、量化、编码这 3 个功能。这 3 个功能出现在所有 A-D 转换的过程中，正如图 5-11 所示。与这 3 个功能相关的细节分析及其计算机接口设计将在第 6 章中详细论述。在这里，只关心 A-D 转换器及其功能操作，就像 5.3 节讨论 D-A 转换器一样。实际上，一个周期 T （采样频

率 f_s 的倒数) 内只进行一次转换, 对应从转换器量化级中输出一个数字数值。

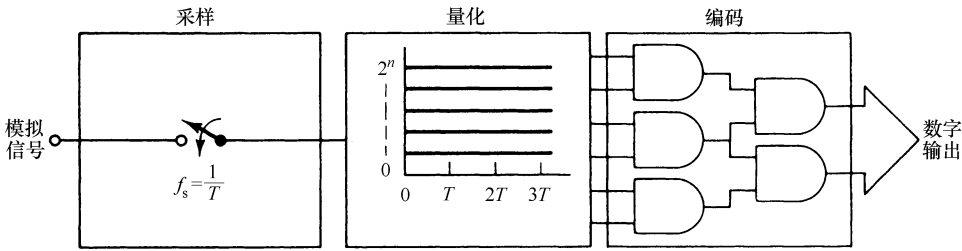


图 5-11 A-D 转换器功能框图

如图 5-12 的曲线刻画了 A-D 转换 I/O 的关系以及量化误差, 这是一种通用的均衡量化方法。对于一个有 n 位二进制输出字长的转换器, 每一个量化电平台阶 q 的宽度是 2^{-n} (1LSB)。如图 5-12 所示, 因为只有 $(2^n - 1)$ 个编码节点, 所以最大编码值不是与满幅输入对应, 而是与 $(1 - 2^{-n})$ FS 对应。

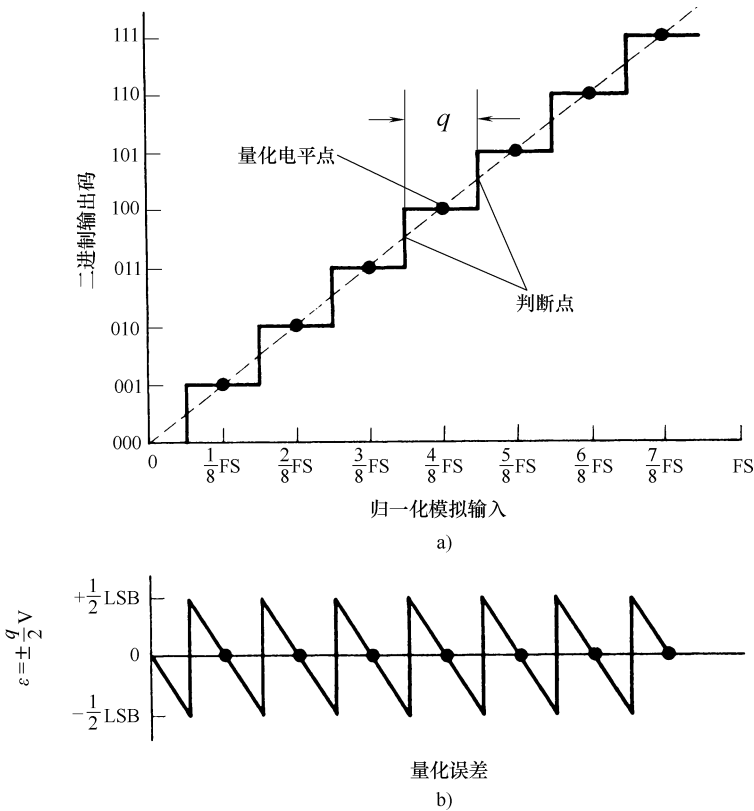


图 5-12 3bitA-D 转换器传递关系

a) 量化区间 b) 量化误差

对一个大小处于 $0 \sim V_{FS}$ 的输入信号 V_s 的量化过程，意味着要将 V_{FS} 划分成对应分辨率的有限个、离散的电平，并将 V_s 与其中某一个离散电平相对应。对于 n bit 转换器，量化区间 2^{-n} 表示最大分辨率，分辨率可以用量化区间 q 表示， $q = V_{FS}/(2^n - 1)V$ 。图 5-13 说明了一种常用的量化方法。在电平 $V_j \pm q/2$ 的范围内，都用电平 V_j 对输入信号进行编码，设量化误差为 εV ，那么 ε 的取值范围为 $\pm q/2$ ，量化误差会直接体现在转换输出信号中。通常假设 ε 的概率密度函数在区间 $\pm q/2$ 是均匀分布的，且等于 $(1/2)$ LSB。

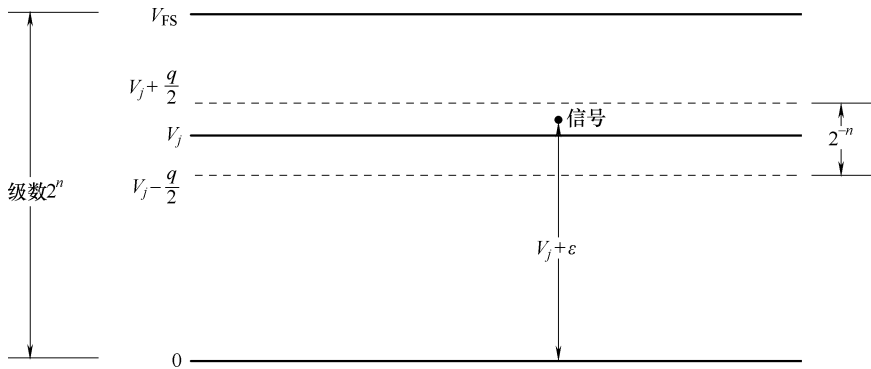


图 5-13 量化级数参数

量化噪声的有效值（即均方量化误差） E_{qe} 用式（5-6）表示。对于 n bit A-D 转换器，无噪声输入条件下，可以用式（5-7）表示的 SNR 来定义其输出信号质量，单位为 dB。比特数 n 、SNR 的关系见表 5-7。式（5-8）定义了一个 n bit 转换器的动态范围，单位为 dBV（dB 伏特）。动态范围用 bit 长度表示时，可以代表转换器的数字输出范围。例如，输入范围为 10mV ~ 10V（60dBV）要求最小转换电压为 10mV 时，它的输出数字字长就要有 10bit。在 6.3 节将进一步考虑 n bit A-D 转换的转换精度，而不仅仅是数字输出的字长，因为用 n bit 字长来表示数字信号的动态范围，它实际具有的有效精度其实并不能达到 n bit。当然，选择一个字长更长（位数更多）的 A-D 转换器有利于减小量化误差，从而增加转换器的线性度。

表 5-7 2^n 和 2^{-n} 的十进制对应值

bit 数, n	量化级数, 2^n	LSB 权重, 2^{-n}	量化 SNR/dB
1	2	0.5	8
2	4	0.25	14
3	8	0.125	20
4	16	0.0625	26
5	32	0.03125	32
6	64	0.015625	38

(续)

bit 数, n	量化级数, 2^n	LSB 权重, 2^{-n}	量化 SNR/dB
7	128	0.0078125	44
8	256	0.00390625	50
9	512	0.001953125	56
10	1024	0.0009765625	62
11	2048	0.00048828125	68
12	4096	0.000244140625	74
13	8192	0.0001220703125	80
14	16384	0.00006103515625	86
15	32768	0.000030517578125	92
16	65536	0.0000152587890625	98
17	131072	0.00000762939453125	104
18	262144	0.000003814697265625	110
19	524288	0.0000019073486328125	116
20	1048576	0.00000095367431640625	122

量化误差 $E_{qe} = \left(\frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} \varepsilon^2 d\varepsilon \right) = \frac{q}{2\sqrt{3}}$ 有效值 V (5-6)

量化质量 $SNR = 10\log\left(\frac{V_{FS}/2\sqrt{2}}{E_{qe}}\right)^2 = 10\log\left(\frac{2^n q/2\sqrt{2}}{q/2\sqrt{3}}\right)^2$
= 6.02n + 1.76 功率 dB (5-7)

动态范围 = 20log(2ⁿ) = 6.02n 电压 dB (5-8)

如图 5-14 所示，输入级比较器对 A-D 转换器的转换速度和精度起到重要作用。如 4.1 节所述，通常情况下，输入比较器必须具备足够的增益和带宽来实现所需的转换速度和建立精度。

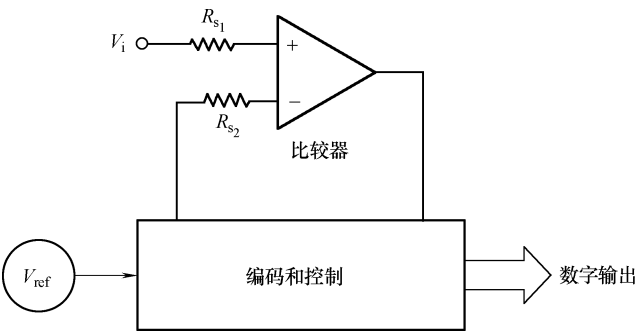


图 5-14 基于比较器的 A-D 转换器原理图

现在介绍 7 种常用的 A-D 转换方法及其应用。这 7 种 A-D 转换器架构包括：积分双斜率、逐次逼近采样、数字相角转换、电荷平衡以及有此架构演变而来的过

采样 Σ - Δ 转换器、同步或闪存转换器、流水线结构。得益于集成电路技术的不断发展，这些转换架构的精度、稳定性、可靠性等性能也不断提高，见表 5-8。这些性能的提升可以简单地用静态、动态、温度参数误差等指标来体现。

表 5-8 典型的 12bit A-D 转换器误差

平均积分非线性 (1 LSB)	0.024%
量化误差 (1/2 LSB)	0.012%
温度系数 (1 LSB)	0.024%
噪声 + 失真	0.001%
ε_{A-D}	$\Sigma \text{ mean} + 1\sigma_{RSS}$ 0.050%

如图 5-12b 所示，量化不确定性导致了转换器动态幅度误差。如图 5-12a 所示，平均积分非线性描述了静态传输特性的最大偏差，而静态传输特性描述的是从最小到最大编码的转换关系。电路失调、增益和线性度的温度系数合在一起，用一个总偏差占满幅百分比的温度系数表达式来表示。转换器的信号与噪声叠加失真的比率就表现了转换器的杂散信号与线性动态范围。线性动态范围还受数据转换器的 -3dB 带宽影响。根据表 3-5、表 3-6，考虑到输入信号带宽达到 $f_s/2$ 奈奎斯特频率，因此为了避免幅度和相位误差，转换器的 -3dB 带宽必须等于或超过它的转换速率 f_s 。值得注意的是，从表 5-8 可以看出，转换误差均值和 RSS 的总和决定了 A-D 转换器的精度，即有效比特数，而有效比特数通常比转换器的字长少一位。

图 5-15 描绘的是积分转换器的噪声抑制特性，如图所示，它的特性是一个积分周期为 T 的倒 sinc 倍乘函数，在 $1/T$ 的整数倍频率点上有零点，积分转换器能以 -20dB/十倍频程的衰减率对输入信号的噪声进行抑制。对积分转换器的冲击响应 $H(t)$ 进行积分就能得到积分转换器的频率响应 $H(\omega)$ ，如式 (5-9) 所示。从 $H(\omega)$ 就可以看到，积分器产生这种响应的效果很明显。要求在转换周期内对完成叠加了噪声的信号进行积分，才能提升噪声性能。例如， $16 \frac{2}{3}$ ms 的转换周期因为在 60Hz 处存在零点，因此可以避免 60Hz 的串扰。

$$H(\omega) = \int_0^T h(t) e^{-j\omega t} = e^{-j\omega T/2} \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}$$

(5-9)

积分双斜率转换器用一种间接的方法进行 A-D 转换，而这种方法是将输入信号转换成一种可用计数器计数的典型脉冲序列。如图 5-16 所示，这种转换技术的特点包括对元件温度漂移做自校准、在原理上允许使用廉价器件、使用多相角积分从而在零端点获得更高分辨率。它的转换过程有 3 个操作步骤：第一步，是自动调零步骤，通过将积分器的输入接地，将模拟电路的失调值存储下来；第二步，在预设的固定时间周期 T_1 内对输入信号进行积分；最后，输入连接极性相反的参考电位。在时间变量 T_2 内，积分持续到过零点，这样，两段积分周期中的时间脉冲的

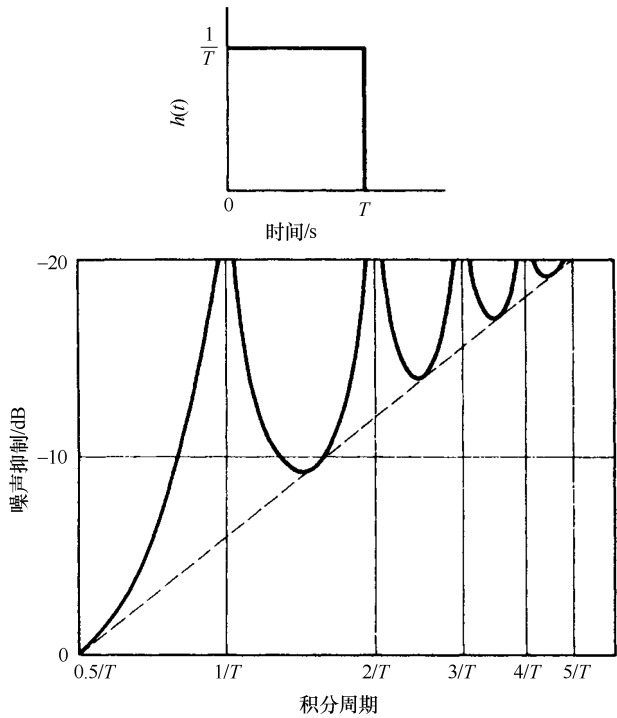


图 5-15 积分转换器的噪声抑制特性

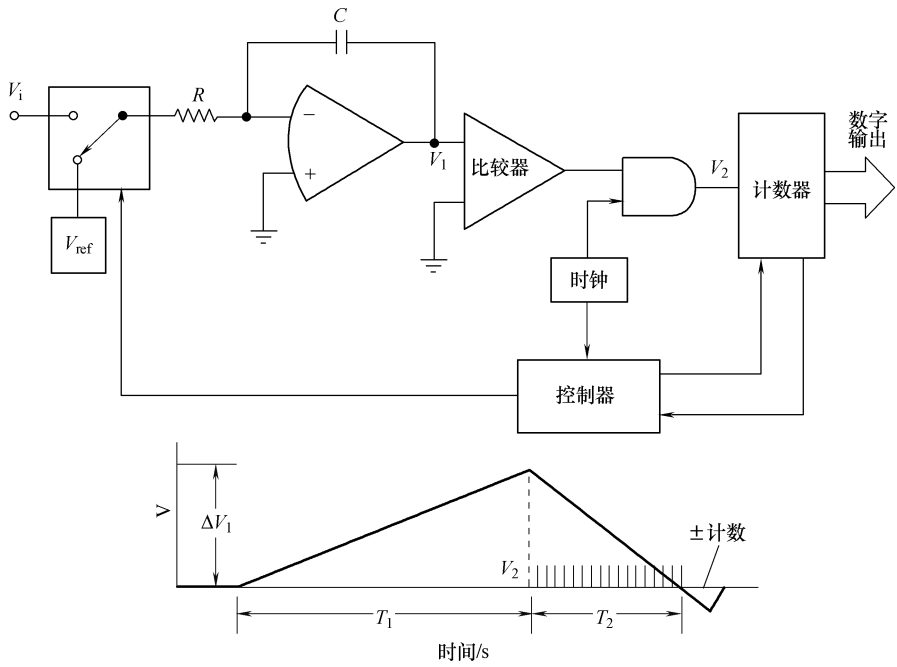


图 5-16 积分双斜率转换器

是一个采样逐步逼近转换器的工作流程。如图 5-6 描绘的那样，逐次逼近转换器的最大转换速率取决于转换周期和 S/H 电路采样时间之和。逐次逼近式转换器比较适合转换任意信号，包括多路复用系统中的非周期信号，16bit 的转换速率达到 500KSPS。

一种以数字形式表示相角的通用方法是使用自然二进制加权编码，见表 5-9，MSB 表示 180°，MSB-1 表示 90°。如图 5-18 所示的数字同步转换器采用 Scott-T 变压器连接和交流参考源来得到由式 (5-12) 和式 (5-13) 表示的信号。用乘法式 D-A 转换器可以实现 $\sin\phi$ 和 $\cos\phi$ 正交乘法，得到如式 (5-14) 所示的输出。再经过鉴相器，得到如式 (5-15) 所示的直流误差信号，它控制 VCO（压控振荡器），最后在脉冲计数器统计后得到与相位差 θ 相对应的数字信号输出。该转换器需要的器件包括数字矢量发生器，该发生器用于产生实现从数字相角输入到模拟输出的正交循环函数。

表 5-9 二进制与角度分辨率对应表

bit 数	角度/(°)
1	180
2	90
3	45
4	22.5
5	11.25
6	5.625
7	2.812
8	1.406
9	0.703
10	0.351
11	0.176
12	0.088

$$V_A = \sin(377t) \sin\theta \tag{5-12}$$

$$V_B = \sin(377t) \cos\theta \tag{5-13}$$

$$V_E = \sin(377t) \sin(\theta - \phi) \tag{5-14}$$

$$V_D = \sin(\theta - \phi) \tag{5-15}$$

电荷平衡 A-D 转换器利用一个电压—频率转换电路将输入信号转变为电流 I_i ，该电流 I_i 是减去了一个参考电流 I_{ref} 所得，然后对这个电流在随后的连续时间间隔上进行积分，并通过一个阈值比较器或通过时钟计数决定是否翻转。这个转换器的转换期是不变的，但每次转换的计数间隔数与输入信号幅度成正比，如图 5-19 所

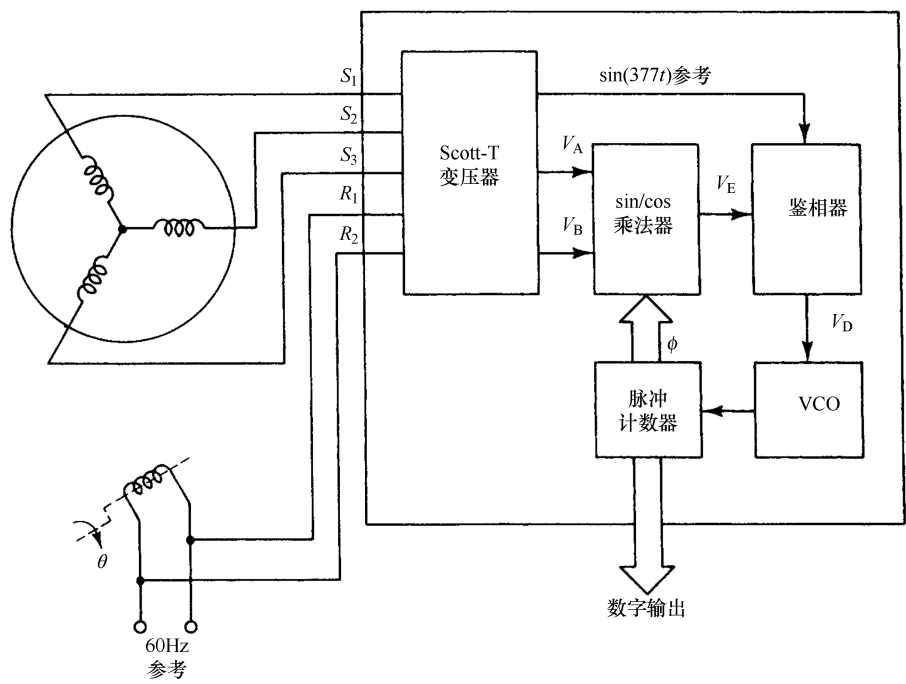


图 5-18 同步—数字转换器

示。虽然电荷平衡转换器在性能上与双积分转换器类似，但其在应用上有差异，前者能集成在单片机设备中。

Σ - Δ 转换是电荷平衡转换器的一种，其转换过程的第一阶段是以过采样率 f_s 对输入信号采样后求 1bit 量化的过程，量化输出中“1”的密度就对应于模拟输入信号的幅度。由于是过采样，那么在 1bit 量化过程中产生的高量化噪声会平均地分布在很宽的带宽上。通过数字滤波器将带宽以外的噪声滤除，最后，将得到的频谱重新采样，这样在等效于奈奎斯特采样的信号带宽（BW）上，就能获得 n bit 的分辨率，这一过程如图 5-20 所示。过采样操作适合于高效率的数字滤波。 Σ - Δ 转换器适用于中等带宽、高精度、周期信号的应用场合，例如通信设备、测量仪器和消费类电子产品，它的字长可以超过 20bit，信号带宽可以在 100kHz 以上。然而，由于过采样和采样过程的信号延迟， Σ - Δ 转换器不适用于多路复用的应用，以及对暂态信号做处理的应用场合。

图 5-21 所示的是全并行转换器，又称闪存转换器、快闪转换器，一个 n 位转换器就需要 $2^n - 1$ 个比较器，每个比较器的参考电压对应于 1 LSB，比较器对模拟输入信号进行编码，输出 n 位分辨率的数字码。在一个时钟周期内，所有的比较器同时完成比较，输出所有位的数字码，输出码称为温度计码，其特点是 1 的个数与总位数之比就对应着输入信号的幅度。这种结构具有最快的转换率，因为转换动作

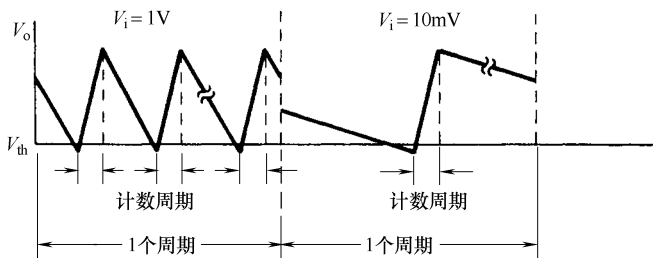
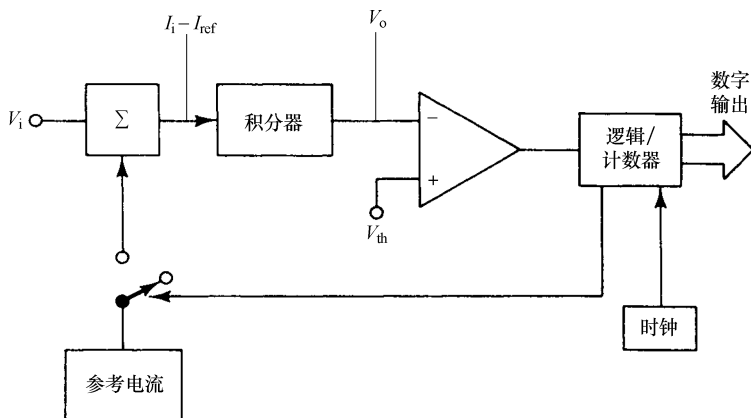


图 5-19 电荷平衡式转换器

是在一个时钟周期内完成的。但它的分辨率受限于比较器的数量，当扩展输出字长时需要增加比较器。目前，有分辨率为 10 位，转换速率为 100 MSPS 的 Flash A-D 转换器，它集成了 1023 个比较器。闪存转换器和相对低速的逐次逼近转换一样，适用于对动态非周期信号进行转换，而且它不需要输入 S/H 电路。它的应用领域包括雷达处理器、电光系统以及专业的视频。

全局流水线转换器是一种大带宽、大动态范围的转换器，它能提供更高的分辨率，而又与闪存转换器的转换率几乎相同。流水线型转换器的分辨率可以高达 12bit 以上，转换速率超过 80 MSPS，应用范围从数字频谱分析仪到医疗成像领域。这种架构通过将转换过程划分为级联阶段来克服闪存转换器的比较器数量随位数增加而增长的缺点。一个典型的联级二级转换器如图 5-22 所示，由于使用了两个 6bit 闪存 A-D 转换器，因此只需要 126 个比较器，就可以提供一个 12bit 的分辨率。 p 级 m 位闪存转换器一共可以提供 $p \times m$ 位的分辨率，只需要用到 $p \times (2^m - 1)$ 个比较器。不过，流水线型 A-D 转换器由于要经过 p 级转换，因此具有 p 级吞吐率延迟，从而阻碍了它对非周期信号的转换效能。

由图 5-23 所示的接口结构，中断—初始化的接口结构提供了适应 A-D 转换器

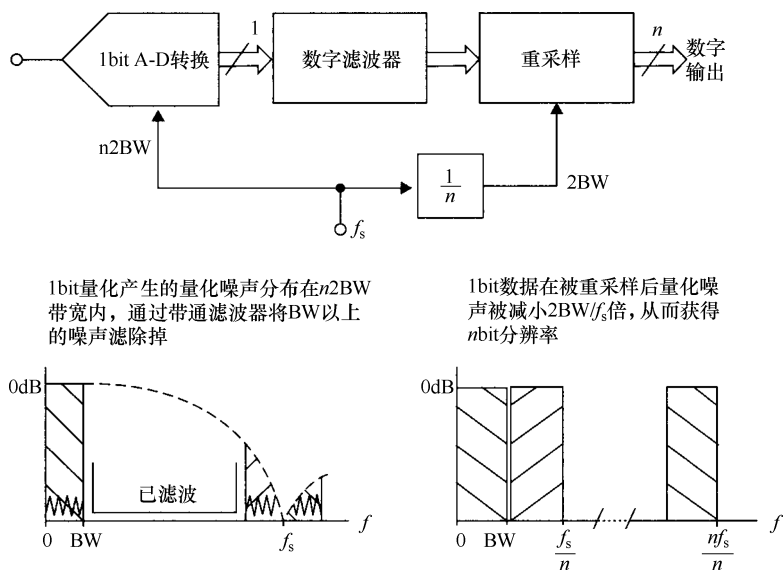


图 5-20 Σ - Δ 转换器

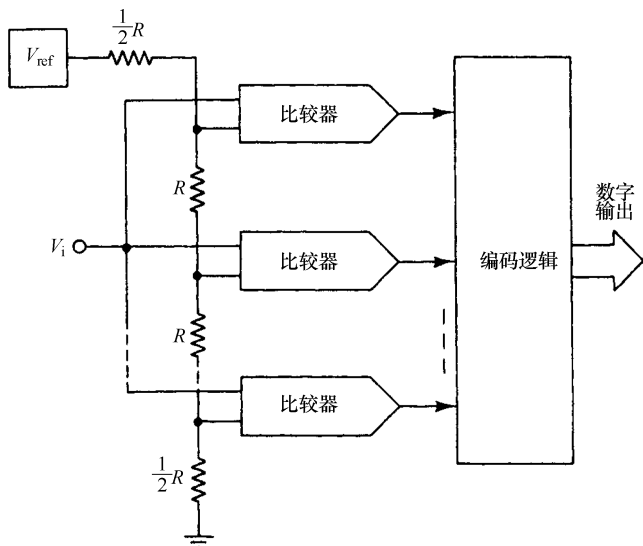


图 5-21 闪存转换器

异步输入所需的灵活性。当一个外设控制器发出请求，处理器产生中断，将初始化含有该设备的处理程序的服务例程。这种结构与程序初始化的接口结构相比，可以提供更大的吞吐量，而程序初始化的接口结构是通过使用 FIFO 缓冲器和 DMA 数据传输来调和处理器总线和外设控制器之间的读写速度差异的。这种结构也可以用于调节多级矢量优先级中断。

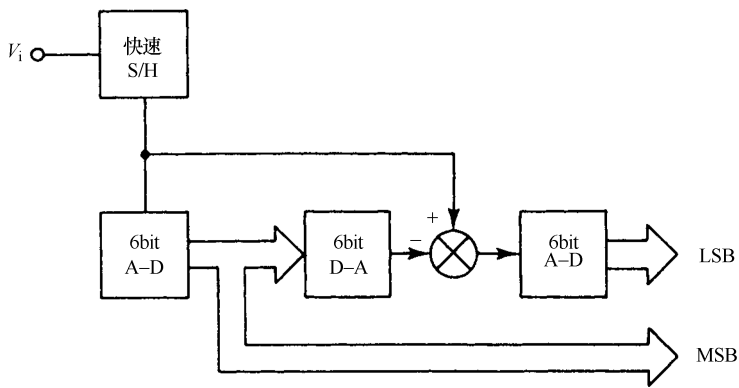


图 5-22 12bit 流水线型分段 A-D 转换器

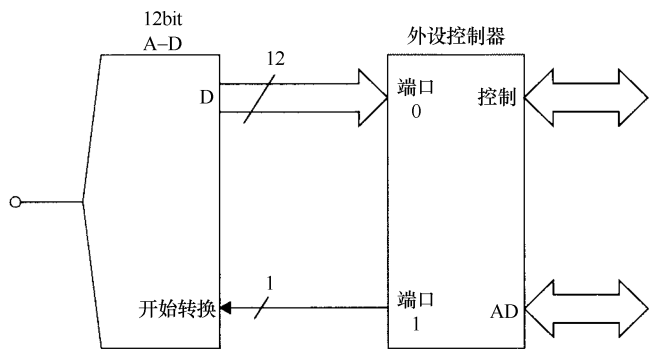


图 5-23 中断—初始化 A-D 转换器接口

5.5 习题

- 5-1. 一个通用 D-A 转换器使用如图 5-9b 所示的 $R-2R$ 阶电路。这个网络的原理是由 V_{ref} 提供参考，每个网格电流都按二进制来分配。对于只有 LSB 开启和 $R_l = 3R$ 的一个三位转换器，请画出电路，确定 V_o 的大小以及总电流。
- 5-2. 对一个动态范围为 72dB 的 A-D 转换器，其输入满摆幅为 $10V_{FS}$ ，求它的量化误差 E_{qe} （用有效值电压表示）以及它的分辨率 q 。
- 5-3. 求 14 位 A-D 转换器 AD779k 的总误差，误差包括内部的 S/H 的采样误差。假定 A-D 转换器有足够长的建立时间以提供 0.01% 的标称 S/H 采样误差，并按照表 5-8 的实例来计算各项误差项。还要注意可参照表 6-2 得到该转换器的典型可用二进制位精度。
- 5-4. 设计一个采用分立 8282 端口设备，能兼容英特尔 8085 微处理器的数字 I/O 子系统的 8 位数据线和控制总线。画出所有连接、总线、控制线和所有必需的

逻辑门以及对应输入端口为 40 (十六进制) 和输出端口为 20 (十六进制) 的地址线。

参 考 文 献

1. Allen, R., "A/D and D/A Converters: Bridging the Analog World to the Computer," *Electronic Design News*, February 5, 1973.
2. Sheingold, D.H. (Ed.), *Analog-Digital Conversion Handbook*, Analog Devices, Norwood, Mass., 1972.
3. Artwick, B.A., *Microcomputer Interfacing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.
4. Demler, M.J., *High-Speed Analog-to-Digital Conversion*, New York: Academic Press, 1991.
5. Gordon, B.M., *The Analogic Data-Conversion Systems Digest*, Analogic, Wakefield, Mass., 1977.
6. Hnatek, E.R., *A User's Handbook of D/A and A/D Converters*, New York: John Wiley, 1976.
7. Hoeschele, D.F., *Analog-to-Digital, Digital-to-Analog Conversion Techniques*, New York: Wiley, 1968.
8. Lindheimer, M., "Guidelines for Digital-to-Analog Converter Applications," *Electronic Equipment Engineering*, September 1970.
9. Stantucci, D., "Data Acquisition Can Falter Unless Components are Well Understood," *Electronics*, November 27, 1975.
10. Boyes, G.S. (Ed.), *Synchro and Resolver Conversion*, Analog Devices, Norwood, Mass., 1980.
11. Tobey, G.E., "Ease Multiplexing and A/D Conversion," *Electronic Design*, April 12, 1973.
12. Zuch, E., *Data Acquisition and Conversion Handbook*, Datel-Intersil, Mansfield, Mass., 1977.

第 6 章 采样数据和采样间隔误差的重建

6.0 简介

采样数据系统的基本要求是对连续时间信号进行采样，以获得一组相应的数字计算机信号。本章的主要目标是对这一过程的理解和阐释。首先探讨了采样和信号恢复的理论，包括信号插值的理想 Wiener 滤波。接下来考虑基于外差计算的信号和噪声混叠的详细技术发展。这一技术与信号带宽、采样率和采样前的频带限制相关，以达到在容纳最大混叠的条件下最小化混叠误差。之后讨论采样系统中的采样间隔误差^①，并使用采样率与信号带宽比值 (f_s/BW)，从等效二进制精度方面来表示采样数据的零阶保持采样。最后导出均方误差准则，用以实际信号恢复方法的性能计算。这种计算方法可以将插值输出信号精度用所需最小信号采样率的方式表示出来，并以系统的输出性能要求作为首要考虑要素，给出了一套数据转换系统的设计流程。

6.1 采样数据理论

对典型的传感器信号进行观察，除了在一个宽频带范围内存在干扰或噪声，一般信号呈现为在特定频带之外振幅降低的带限连续函数特性。其原因是传感器的激励由具有自然衰减或惯性的实际过程或系统所提供。采样数据系统采集的离散信号相比连续信号源，其精度会降低。一般所关注的是采样操作丢失了多少信息，以及从采样值来重建原始连续信号的精度如何。对带宽为 BW 的带限采样信号可以考虑利用周期采样这一数学方法来解决。信号离散化可以分为两类：非归零 (NRZ) 采样和归零 (RZ) 采样，如图 6-1 所示。图中同时展示了时域和频域的采样分类，其中 τ 是采样函数宽度， T 是采样周期 (采样率 f_s 的倒数)。特定采样率决定了所关注的采样数据精度，其确定方法是本章的中心主题。

周期采样的基本原则是傅里叶分析，并且存在一个最小采样率。在最小采样率

① 原书此处的“intersample error”从后面的计算公式和图示分析，应该就是量化误差，但作者却没有详细指出两者的差异，可以理解“intersample error”是与具体信号与系统相关的，而量化误差仅与转换器的采样方式相关，下面译“intersample error”为“采样间隔误差”。——译者注

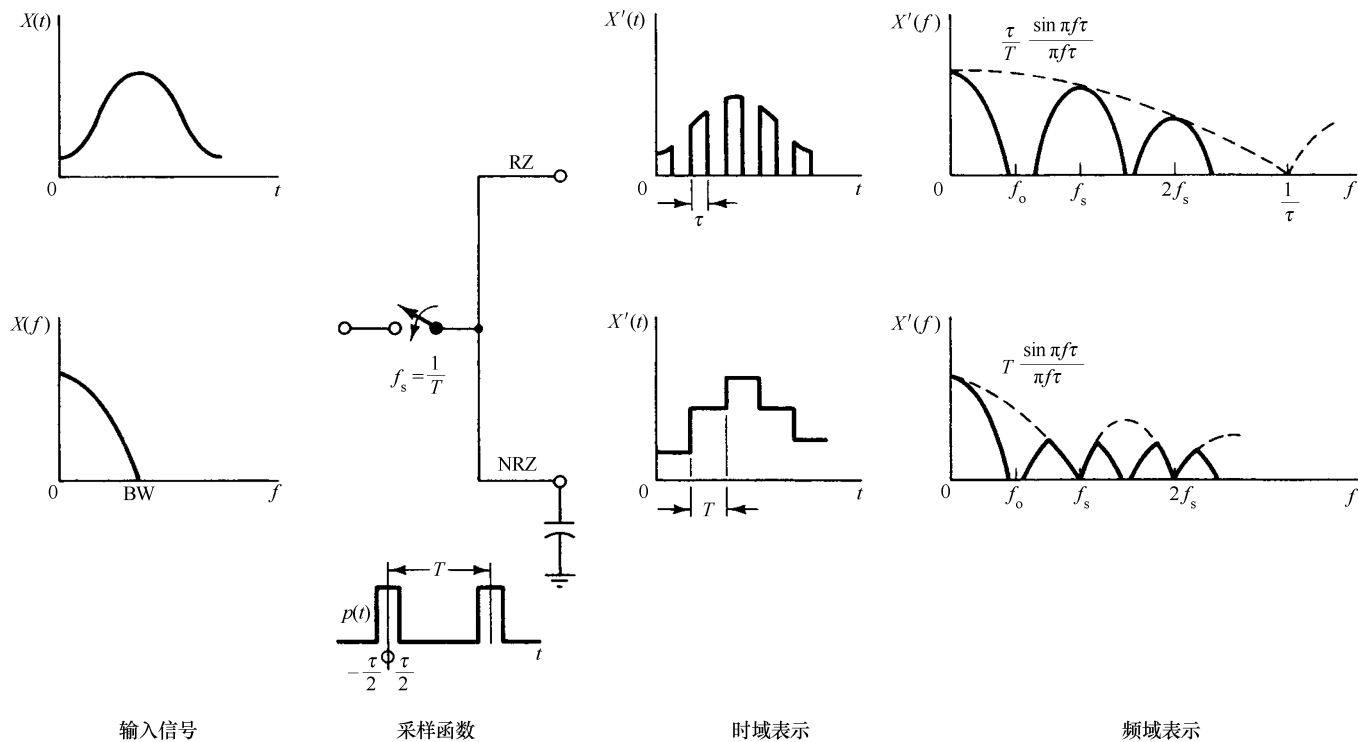


图 6-1 采样数据时域和频域表示

下,从理论上仍可以从采样序列中准确地进行信号重建。其中重点是信号的采样和恢复要同步进行,这意味着数据转换和恢复系统的设计也要放在一起考虑。式(6-1)的插值公式分析了连续时间信号 $x(t)$ 的近似值 $\hat{x}(t)$ 与有限数量的样本序列 $x(nT)$ 之间的关系。 $\hat{x}(t)$ 是从输入序列逆傅里叶变换得到的,由 $x(t)p(t)$ 与理想插值函数 $H(f)$ 的卷积计算得来,如图6-2所示。 $H(f)$ 的矩形特性导致了在时域呈现 sinc 函数振幅响应。由于式(6-1)的正交特性,在每个采样时刻只提供一个非零项。由于 $H(f)$ 的振幅响应随 n 增加而减小,除了那些在指定采样附近区间以内的采样点,其他采样点的贡献会迅速减少。所以插值公式为描述经过恢复得到的带限采样信号提供了一个有用的关系,即只要 T 选择得足够小,就能防止信号混叠。混叠在下面的内容中会详细讨论。图6-3给出了该插值公式的曲线,包括其输出近似 $\hat{x}(t)$ 。

$$\begin{aligned}
 \hat{x}(t) &= F^{-1} \{ f [x(nT)] * H(f) \} \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ T \int_{-BW}^{BW} x(nT) e^{-j2\pi fT} \right\} e^{j2\pi ft} df \\
 &= T \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \frac{e^{j2\pi BW(t-nT)} - e^{-j2\pi BW(t-nT)}}{j2\pi BW(t-nT)} \\
 &= 2TBW \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \frac{\sin 2\pi BW(t-nT)}{2\pi BW(t-nT)} \quad (6-1)
 \end{aligned}$$

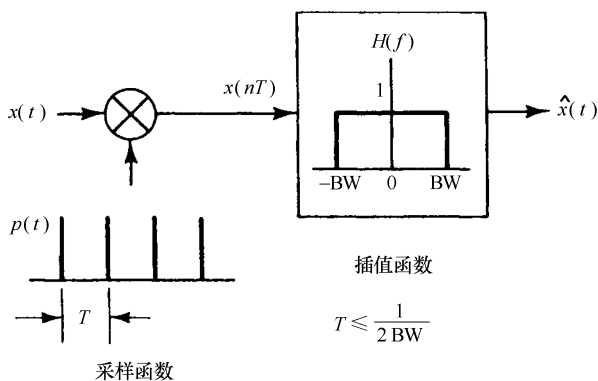


图6-2 理想采样和恢复

Kolmogoroff 和 Wiener^[6,13] 给出了这一过程的正式定义。需要注意的是,理想插值函数 $H(f)$ 在重建恢复信号 $\hat{x}(t)$ 过程中同时利用振幅和相位信息,因此比传统的线性滤波器更有效。然而这种理想的插值函数不能在物理上实现,因为它的脉冲响应 $H(f)$ 是非因果的,要求的输出先于其输入。因此通过合理地重建信号权重,利用振幅信息,可以有效地实现实际的信号恢复插值器,即使此种方法并不是最佳的。遵循这些原则在6.4节提出了计算实际信号插值器的准则。

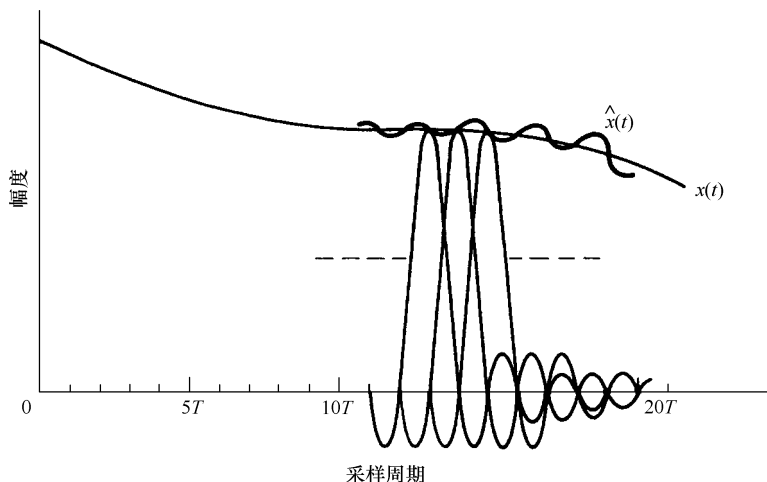


图 6-3 信号插值

采样操作中一个重要的考量是实际采样函数的有限宽度 τ ，在图 6-1 中记为 $p(t)$ 。由于采样信号的频谱由原来的基带频谱 $X(f)$ 叠加上若干该信号的镜像，并且由于 $p(t)$ 的周期性，这些镜像信号会按采样频率 f_s 以及其谐波频率 mf_s 的间隔重复出现。无论是 RZ 采样还是 NRZ 采样， τ 的宽度决定了基带信号的镜像信号的振幅，镜像信号的振幅会被图 6-1 中的 sinc 函数 $X'(f)$ 所衰减，如图中的虚线所示。要特别关注的是对应原始信号 $X(f)$ 的振幅和相位在 $X'(f)$ 基频信号上的衰减。一个有用的标准是考虑直流与信号带宽之间的平均基带振幅误差，信号带宽是通过满量程的百分比与单位增益的差距来表示的，看做是对单位增益的偏离，即增益误差。同时，所能处理的带宽必须足够宽，可以包含这些镜像信号频率，直到这些镜像信号被 sinc 函数所衰减掉，这样才能保证信号的失真度足够小。RZ 和 NRZ 采样的平均 sinc 函数振幅误差由式 (6-2) 和式 (6-3) 所述。由于 RZ 采样会在 $1/\tau$ 处出现零点，相比之下，NRZ 采样所要求的采样数据带宽在系统带宽利用率方面更高效。平均 sinc 函数振幅误差的最小化也会影响 f_s 的选择。图 6-1 中的折叠频率 f_0 恒等于 $f_s/2$ ，并且特定的 NRZ 在 f_0 的 sinc 函数衰减总是 0.636 即 -3.93dB。

$$\overline{\mathcal{E}_{\text{RZ sinc\% FS}}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\tau}{T} \frac{\sin \pi BW \tau}{\pi BW \tau} \right) \times 100\% \quad (6-2)$$

$$\overline{\mathcal{E}_{\text{NRZ sinc\% FS}}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi BW T}{\pi BW T} \right) \times 100\% \quad (6-3)$$

RZ 采样主要应用于将复用多路信号转换成单一通路，如使用在无线遥测系统中。在图 6-1 中，RZ 采样直流分量的振幅为 τ/T ，其平均值或采样占空比，根据系统增益的要求可以进行缩放。NRZ 采样是在计算机 I/O 系统中所有数据转换器所使用的采样方式，其直流分量成正比于采样周期 T 。在实际应用中，由实际的数

据转换器的传递函数的 $1/T$ 脉冲响应对此常值进行归一化处理。

注意在采样数据系统中, sinc 函数及其随频率而衰减的幅频响应特性主要由在任一观察点上采样信号 $X'(t)$ 的保持时间来决定, 如图 6-1 所示。例如, 如果 A-D 转换器的转换周期为 T , 而接下来使用的 D-A 转换器转换周期是其一半, 那么 NRZ sinc 函数相比 D-A 转换器, 受 sinc 函数影响随频率的衰减率将会翻倍, 这是由于采样信号保持时间的转化所造成的。在 6.4 节中将讨论过采样 D-A 转换, 过采样能相应地降低由于 sinc 函数衰减而带来的输出误差。因此数据采样系统的 sinc 响应特性, 会因为系统中级联的每一个数据转换器的采样参数的改变而改变。

6.2 信号与噪声的混叠

在时域和频域中对连续信号的欠采样结果如图 6-4 所示。这表明使用欠采样来重建连续信号时, 信号可以映射到采样数据, 但却不能使用相同的逆映射来恢复信号。这种现象可以由式 (6-4) 在 $f_s < 2\text{BW}$ 条件下定义, 具体表现为原信号在低频部分出现混叠。当采样率 f_s 降低时, 时域中的采样点间隔更大, 而信号在频域上的镜像却更加接近。当镜像频谱重叠时, 如图 6-4b 所示, 信号就会发生混叠现象。其后果是产生互调失真, 并不能被后续的信号处理操作所消除。最关注的是从直流到 f_0 频率之间的基带频谱内的混叠, 因为发生了混叠, 所以在基带频谱内除了包含原始信号, 还包含一次镜像信号。其中 f_0 称为折叠频率, 在非欠采样情况下, 采样信号将全部处于在从直流到 f_0 频率之间的基带频谱内, 换言之 f_0 是允许的信号的最高频率。因此, f_s 必须选择大于两倍信号带宽的频率来避免信号混叠, 这通常在实际应用中很容易实现。

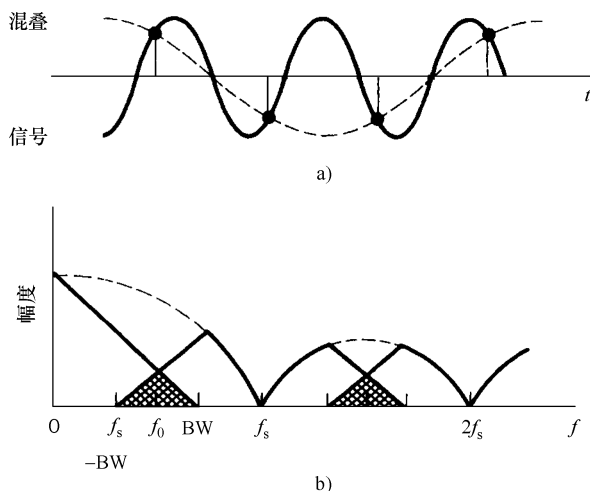


图 6-4 欠采样信号混叠的时域和频域表示

$$\begin{aligned} f_{\text{alias}} &= |f_s - BW| \quad f_s < 2BW \\ &= \text{不存在} \quad f_s \geq 2BW \end{aligned} \quad (6-4)$$

在采样数据系统中更普遍关心的也更复杂的是噪声混叠。主要考虑的是带外信号因素，例如相关干扰或者随机噪声频谱，由于带外信号频率均高于 f_0 ，大多数采样数据系统会经常存在一个或多个上述噪声源。因此这些系统在设计时应该进行噪声混叠分析，并将系统参数进行调整，使得混叠衰减到可接受的程度。参考图 6-5 和图 6-6 可帮助对基带混叠的理解。由于采样过程的频谱特性，噪声混叠源被外差后会进入直流和 f_0 之间的基带，由式 (6-5) 可得： $mf_s - BW \leq f_{\text{noise}} < mf_s + BW$ ，即在成倍于 f_s 的频率附近信号带宽范围内的噪声，都将会混叠进入基带。信号与混叠噪声叠加，就产生了与基带混叠幅度误差成比例的交调失真，这一过程可以用式 (6-7) ~ 式(6-10) 来表示。

$$mf_s - BW \leq f_{\text{noise}} < mf_s + BW \quad \text{混叠源频率} \quad (6-5)$$

$$\begin{aligned} f_{\text{alias}}^{\text{coherent}} &= |mf_s - f_{\text{coh}}| \text{ 位于基带} \\ &= 24\text{Hz} - 23\text{Hz} \\ &= 1\text{Hz} (m = 1) \end{aligned} \quad (6-6)$$

$$\mathcal{E}_{\text{alias}}^{\text{coherent}} = V_{\text{coh}\% \text{FS}} \text{filter attn sinc} \quad (6-7)$$

$$\begin{aligned} &= 50\% \text{FS} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{coh}}}{f_c}\right)^{2n}}} \text{sinc}\left(\frac{|mf_s - f_{\text{coh}}|}{f_s}\right) \\ &= 50\% \text{FS} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{23}{3}\right)^6}} \text{sinc}\left(\frac{|24 - 23|}{24}\right) \\ &= 50\% \text{FS} (0.0024) (0.998) \\ &= 0.12\% \text{FS} \quad \text{使用预采样滤波器} \end{aligned}$$

$$N_{\text{alias}} = \sum_0^{\text{\#source bands}} (V_{\text{noise 有效值}})^2 A^2(f) \text{ 位于基带} \quad (6-8)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_0^{f_{\text{hi}}/f_s} (0.1 V_{\text{FS}})^2 \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_s}{f_c}\right)^{2n}}} \right]^2 \\ &= \sum_0^1 (0.01 V_{\text{FS}}^2) \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{24}{3}\right)^6}} \right]^2 \\ &= 0.038 \times 10^{-6} V_{\text{FS}}^2 \text{ W 在 } 1\Omega \text{ 内} \end{aligned}$$

$$\text{SNR}_{\text{alias}}^{\text{random}} = \frac{V_s^2 \text{rms}}{N_{\text{alias}}} \quad (6-9)$$

$$\begin{aligned}
 \mathcal{E}_{\text{alias}}^{\text{random}} &= \frac{\sqrt{2} \times 100\%}{\sqrt{\text{SNR}_{\text{alias}}^{\text{random}}}} \\
 &= \frac{\sqrt{2} \times 100\%}{\sqrt{V_{\text{FS}}^2 / 0.038 \times 10^{-6} V_{\text{FS}}^2}} \\
 &= 0.027\% \text{ FS} \quad \text{使用预采样滤波器}
 \end{aligned} \tag{6-10}$$

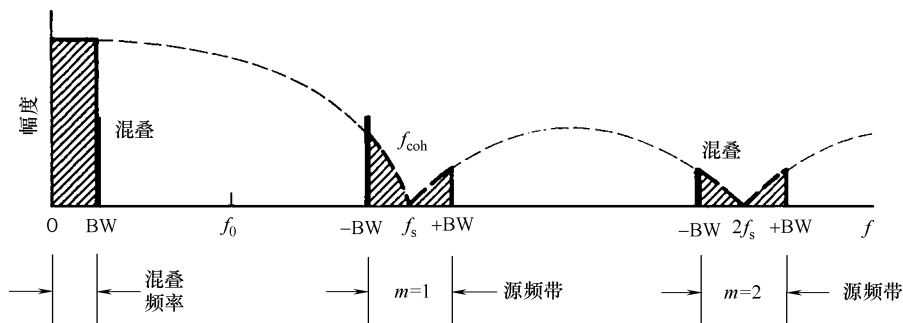


图 6-5 相干干扰混叠

相干混叠频率对于基带信号的干扰由式 (6-6) 所定义。对 NRZ 和 RZ 采样, 在式 (6-7) 中选择适当的 sinc 函数自变量, 可以得到以满幅百分数表示的混叠误差分量的幅度。注意此方程可以用来计算经过或者不经过前置采样滤波这两种情况的混叠幅度误差, 以及确定对混叠衰减的影响。例如假设 NRZ 采样数据系统以 f_s 为 24Hz 对带宽为 1Hz 的信号进行采样。在 24Hz 采样频率下, 一个幅度为 -6dB (50% FS)、频率为 23Hz 的相干信号将外差到 1Hz 和 47Hz 两个位置, 在 1Hz 处由于 sinc 函数衰减可忽略不计而在 47Hz 处大约有 -30dB 的衰减。在没有前置采样滤波器的情况下, 应用式 (6-7) 可以得到具有 50% FS 基带混叠误差的相干混叠, 如 6-5 所示。在信号频带范围内, 使用一个截止频率为 3Hz 的低通三阶巴特沃斯前置采样滤波器并将在信号带宽内的滤波器误差降至 0.1% FS, 那么用式 (6-7) 可以计算得出, 23Hz 干扰信号被衰减了 -52dB, 使得基带混叠误差降低到了可以忽略不计的 0.12% FS。

更复杂的情形是随机噪声的情况, 因为其具有宽频谱特性。这种类型干扰的表现形式是以高斯概率分布的均匀振幅。混叠的基带噪声功率 N_{alias} 由在 $mf_s - BW \leq f_{\text{noise}} < mf_s + BW$ 之间的外差噪声源之和所决定。如图 6-6 所示, 在 f_s 倍数的频率附近信号带宽内的噪声源 (可以把这个称为噪声源频带) 都会混叠进入基带, 而且在系统 -3dB 带限频率 f_{hi} 以内的所有噪声源频带的噪声都会对总噪声带来贡献, 而系统 -3dB 带限频率 f_{h} 可以是采样电路之前的输入放大器的截止频率。式 (6-9) 和式 (6-10) 估算了使用前置采样滤波器 $A(f)$ 来提供衰减, 和没有使用采样滤波器 $A(f)$ 这两种情况的 N_{alias} , 然后计算基带随机噪声混叠误差, 该误差可以用混叠

SNR 来表示，在式 (6-9) 和式 (6-10) 中此混叠误差表示为混叠 SNR。为简单起见，由于基带内的 sinc 幅度衰减很小，因此可以忽略掉。

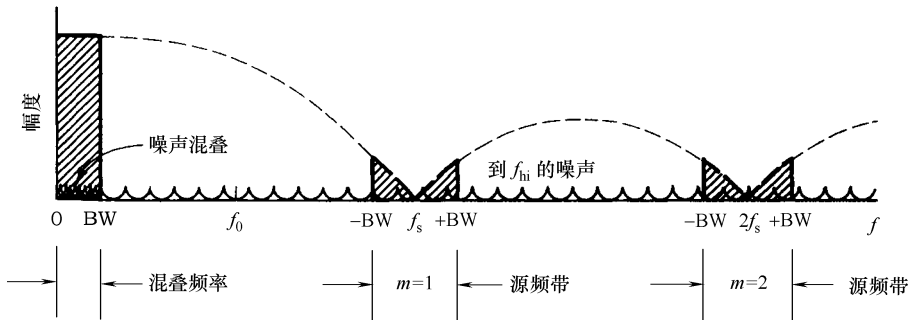


图 6-6 随机干扰混叠

以一个分布频率从直流到 f_{hi} ，且 f_{hi} 为 1kHz， V_{noise} 有效值电平为 -20dB (0.1FS) 的噪声为例。设假设不使用 $A(f) = 1$ 的滤波器， f_s 为 24Hz，那么在 1kHz 范围内就会包含 42 个噪声源频带 ($1\text{kHz}/24\text{Hz} = 42$)，都将贡献随机噪声混叠，由此导致的随机噪声混叠误差 N_{alias} 为 90% FS，相当于在 1Ω 电阻上产生 $0.42 V_{FS}^2 W$ 的功率。如果使用前面提到的 1Hz 信号带宽，截止频率为 3Hz 的三阶巴特沃斯低通滤波器，它可以将以 f_s 为中心的第一个噪声源频带平均衰减 -54dB。更高频率的噪声会被衰减得更厉害，导致了这些源频带对 N_{alias} 的贡献可以忽略不计。因此前置采样滤波器的有效性体现在能使得随机噪声的混叠误差仅为 0.027% FS。值得注意的是，由于外差原理，噪声贡献会分布在 $f_0 \sim f_s$ 的频段内，那么混叠入基带的噪声的幅频响应特性将与直流到 f_0 的基带信号的幅频特性 $A(f)$ 相反。

表 6-1 提供了各种前置采样滤波器规格的有效搭配，在确定这些滤波器规格时，使用了保守的标准，即在 f_0 处要求达到 -40dB 的输入衰减，这个要求也可以用 f_s/BW 的比率来表示，用后者还可以确定为防止噪声混叠定义的最小采样率。前述的相干和随机噪声混叠例子均满足这些要求，其 f_s/BW 比率为 24，采用通用三阶巴特沃斯前置采样滤波器，其截止频率 f_c 是信号带宽的 3 倍，能提供良好的抗混叠保护，且仅引入标称器件误差。考虑到获得有效混叠衰减的 f_s/BW 比率，RC 前置采样滤波器很明显是最低效的，仅对直流信号适合。从以牺牲滤波器复杂度为代价来提供同样的抗混叠衰减的角度看，六阶巴特沃斯前置采样滤波器是最有效的。作为防混叠滤波器，三阶贝塞尔滤波器在对任何类型信号的振幅和相位线性化方面是无可比拟的，但是需要将 f_s/BW 比率置为 80，这非常低效，以补偿其通带内的信号衰减。接下来的内容考虑采样率对采样精度的影响，首先考虑主要出现在计算机数据总线上的零阶保持采样，然后考虑 D-A 转换器后的插值函数辅助信号重建。

表 6-1 针对混叠衰减的前置采样滤波器在折叠频率点，采样率、信号带宽和 sinc 函数的相互关系

前置采样滤波器极点数				在 f_0 达到 -40dB 衰减的 f_s/BW ， 包括 -4dB 的 sinc 函数，滤波器的 f_c 如下			每种信号类型的 滤波器 $\overline{\epsilon}_{\%FS}$	
应用	RC	贝塞尔	巴特沃斯	20BW	10BW	3BW	直流，sin	谐波
直流信号	1			2560			0.10	1.20
线性相位		3			80		0.10	0.10
通用			3			24	0.10	0.11
砖墙式滤波器 (理想滤波器)			6			12	0.05	0.15

6.3 采样数据的间隔采样与孔径误差

图 6-7 所示的是 NRZ 零阶采样保持过程里如何将采样信号转换成数字信号的，即每次采样后，数据大小会持续保持在采样时刻的数值上，直到下一次采样时刻到来。图 6-7 中显示了时间—幅度之间的关系，其中 ΔV_{pp} 就是相邻两次采样间隔对应的模拟信号差，而采样时刻偏差内模拟信号的变化量 $\Delta V'_{pp}$ 即孔径误差。

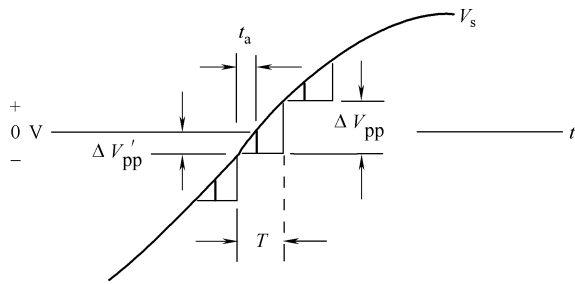


图 6-7 间隔采样与孔径误差的表示

在实时数据转换系统中，采样过程接下来是量化和编码，所有这些都体现在如图 5-11 所描述的 D-A 转换过程中。量化是用离散幅度等级来表示信号波形的一个度量过程，并与 D-A 转换器输出的比特字长成比例。A-D 量化等级均匀分布在 $0 \sim V_{FS}$ 之间，每个等级间隔等于 1LSB，如图 5-12 所示。例如一个 12bit 的 D-A 转换器的量化间隔相当于 0.024% FS。这个例子的转换器字长提供了足够小的量化，使得采样间隔误差可以独立进行评估，而不受到采样结果的影响，虽然其来源都是 D-A 转换器。注意，相邻采样间的误差和孔径误差是系统误差，而量化误差是 D-A 转换器设备误差的一部分。

由于其零阶保持特性，NRZ 采样是在采样保持、A-D 转换和 D-A 转换设备中

固有的操作。式 (6-11) 描述了从零阶保持采样幅度和相位的频域表达推导出这种数据表示的冲激响应。在采样率为 f_s 下相位项的值说明了 NRZ 采样信号相对于其输入的平均延迟时间等于 $T/2$ 。这种线性相位特性如图 6-8 所示。形成的采样输入信号如图 6-9a 所示，表现为一组数字编码形式的离散值。图 6-9b 描述了相对于图 6-9a 的输入信号的平均延迟。平均信号延迟和零阶保持采样表示之间的差异所构成的峰—峰值采样间隔误差如图 6-9c 所示。

$$g(t) = U(t) - U(t - T) \quad (6-11)$$

$$g(s) = \frac{1}{s} - \frac{e^{-T}}{s}$$

$$\begin{aligned} g(j\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} \\ &= T \frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \angle -j\omega T/2 \quad \text{NRZ 冲击响应} \end{aligned}$$

在 $f_s = \frac{1}{T}$ 计算延时：

$$\begin{aligned} \angle g(j\omega) &= -\pi \\ &= 2\pi f t \end{aligned}$$

$$\therefore t = -\frac{T}{2} s \quad \text{采样信号延时}$$

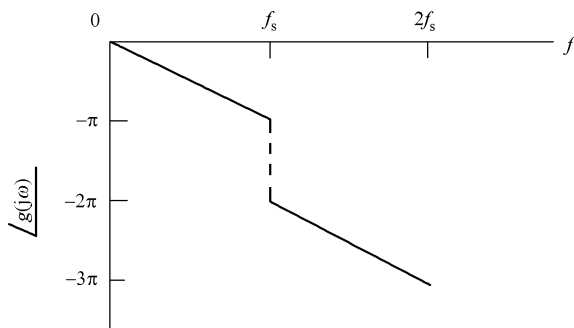


图 6-8 零阶保持采样相位

如图 6-7 所示的峰值为 V_s 的正弦信号，在过零点处的斜率最大，以此斜率计算在采样周期 T 内的模拟信号变化量 ΔV_{pp} （单位：V），如式 (6-12) 所示。 ΔV_{pp} 除以归一化因子 $2\sqrt{5}$ 可以转换成 ΔV_{rms} ，其中是 $2\sqrt{5}$ 将正弦信号的峰均比（pp-rms） $2\sqrt{2}$ 乘以图 6-9c 所示的零阶保持插值误差的三角波形的峰值因子 $\sqrt{2.5}$ 而得到的。 ΔV_{rms} 也等于方均根误差的二次方根，当真实信号和采样数据相比收敛时达到最小值。式 (6-13) 调用式 (6-12) 来定义一个更有用的幅度误差 $\varepsilon_{\Delta V\%FS}$ ，并在表 6-2 中用等价的二进制来表示这一误差，然后以应用为目的根据 f_s/BW 比率的顺序重

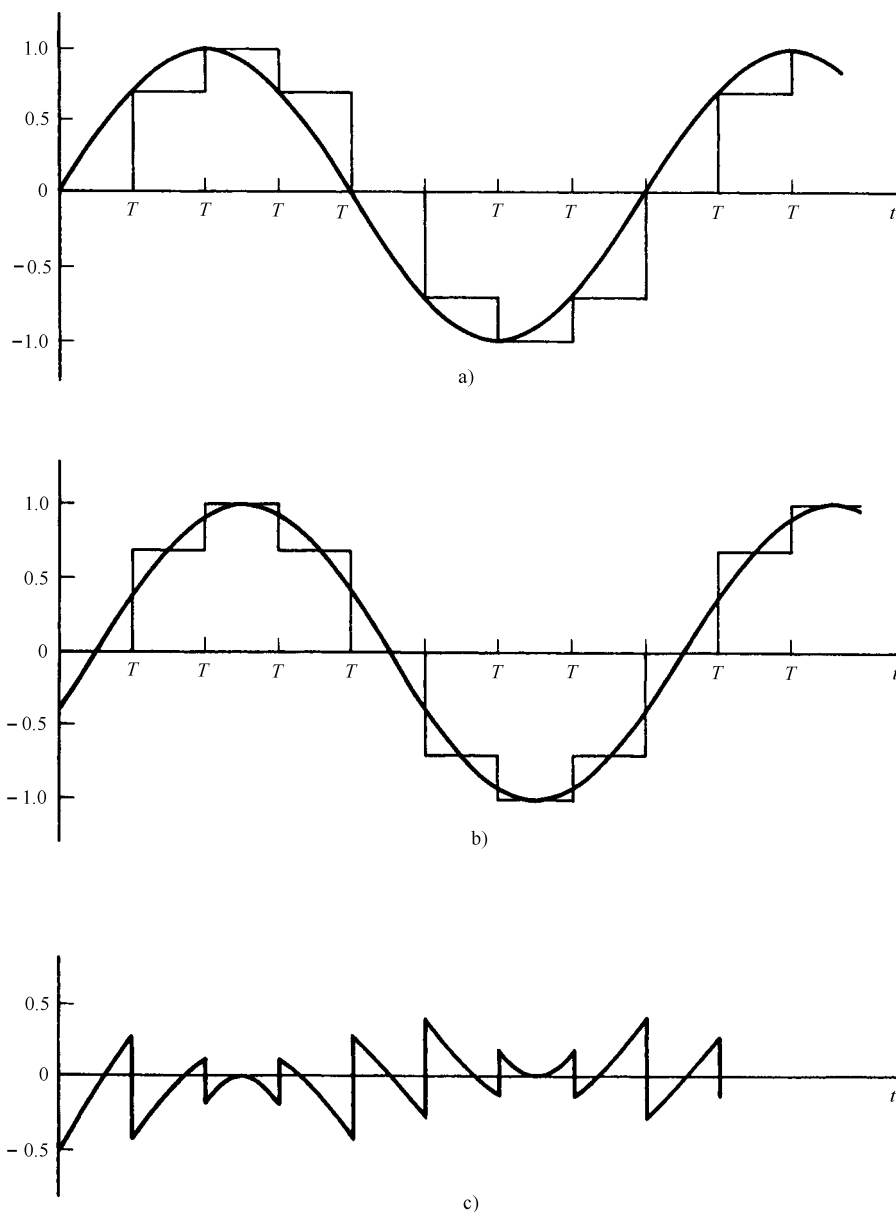


图 6-9 零阶保持采样信号的表示

a) 采样输入信号 b) 平均信号延迟 c) 采样间隔误差

新排序。使用特定 V_{FS} 对信号 V_s 进行按比例缩放, 这样在转换成数字信号时, 就能够将信号幅度对采样有效值误差的影响考虑在内。因此采样间隔误差就代表了当模拟连续信号经过具有一定带宽和动态范围的转换器的采样、量化、编码过程后, 最终得到的数字离散信号相对于原模拟信号的偏差。

$$\begin{aligned}\Delta V_{pp} &= T \frac{dV_s}{dt} \quad \text{采样 } V \\ &= T \frac{d}{dt} V_s \sin 2\pi BW t \Big|_{t=0} \\ &= 2\pi TBW V_{s_{pk}} \\ \Delta V_{rms} &= \frac{2\pi TBW V_{s_{pk}}}{2\sqrt{5}} \\ &= \sqrt{\text{MSE}} \, V\end{aligned}$$

(6-12)

表 6-2 零阶保持采样数据等效

二进制位 (精度)	采样间隔误差 $\varepsilon_{\Delta V\%FS}$ (1LSB)	f_s/BW (数字表示)	应用
0	100.0	2	奈奎斯特限制
1	50.0		
2	25.0		
3	12.5		
4	6.25	32	数字玩具
5	3.12		
6	1.56		
7	0.78		
8	0.39	512	视频系统
9	0.19		
10	0.097		
11	0.049		
12	0.024	8192	工业化 I/O
13	0.012		
14	0.006		
15	0.003		
16	0.0015	131072	测量仪器
17	0.0008		
18	0.0004		
19	0.0002		
20	0.0001	2097152	高精度音频

表 6-2 和表 6-13 可以帮助确定所关注的阶保持采样误差。例如，8bit 二进制的 LSB 幅度为 0.39% FS，这一精度要求 f_s/BW 比率达到 512。这意味着在波形峰值幅度缩放到满幅值时以每 0.77° 对正弦曲线进行均匀采样。为了达到所需的精度要求，这样的要求必然会对采样系统的设计以及电路资源的分配有显著影响。对于谐波信号，第 10 次谐波幅值通常下降到基频幅度的 1/10，但是在任一采样率下这两个信号频率间的采样间隔误差都保持恒定。这两个 f_s/BW 比率提供了采样间隔误差的参考，用来定义能够量化信号极性变化的频率采样。与数字测量与控制系统中通常只关注的振幅定量精度不同，在通信系统中常用的频率采样中会将信号频率

信息进行编码。例如，数字电话系统经常使用 7bit 精度，满足人体感觉的误差/失真的感知阈值一般取为 0.7% FS，使用滤波器后插值，将会得到比零阶保持内插更高的信号重建精度（将在 6-4 节中介绍）。

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\Delta V\%FS} &= \frac{\Delta V_{rms}}{V_{FS_{pk}}/\sqrt{2}} \times 100\% \quad \text{采样误差} \\ &= \frac{\sqrt{2}\pi BW V_{s_{pk}}}{\sqrt{5}f_s V_{FS_{pk}}} \times 100\% \\ \frac{f_s}{BW} &= \frac{\sqrt{2}\pi V_{s_{pk}} \times 100\%}{\sqrt{5}\varepsilon_{\Delta V\%FS} V_{FS_{pk}}} \quad \text{零阶保持数据}\end{aligned}\quad (6-13)$$

图 6-10 所示的是一个 11bit 二进制精度的基本数字误差，这足以满足一个 3bit 十进制直流数字电压表的显示精度要求，因为电压表的零阶保持采样为 3.32bit/数字 (digit)，因此只需要 10bit 二进制数。在采样率为 60Hz、 f_s/BW 比率为 6000 的情况下，该采集系统能够适应的信号带宽为 10mHz。由第 5 章得知，积分型 A-D 转换器的传输特性在 f_s 60Hz 处存在零点，在其他输入频率有 -20dB/十倍频程的衰减滚降，因此能对噪声提供良好的抑制。

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\Delta V} &= \frac{\sqrt{2}\pi 0.01\text{Hz} V_{s_{pk}}}{\sqrt{5}60\text{Hz} V_{FS_{pk}}} \times 100\% \quad (V_{s_{pk}} = V_{FS_{pk}}) \\ &= 0.033\% \text{ FS} \quad \left(\frac{f_s}{BW} \geq 6000 \right)\end{aligned}\quad (6-13)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{sinc}} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi 0.01\text{Hz}/60\text{Hz}}{\pi 0.01\text{Hz}/60\text{Hz}} \right) \times 100\% \\ &= 0.000001\% \text{ FS}\end{aligned}\quad (6-3)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_{A-D} &= \overline{\varepsilon_{\text{INL}}}(1\text{LSB}) + \text{RSS} \left[\varepsilon_q \left(\frac{1}{2}\text{LSB} \right) + \varepsilon_{N+D} + \varepsilon_{\text{tempco}} \left(\frac{1}{2}\text{LSB} \right) \right] \\ &= 0.024\% + \sqrt{0.012\%^2 + 0.001\%^2 + 0.024\%^2} \\ &= 0.050\% \text{ FS}\end{aligned}\quad \text{表 5-8}$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{total}} &= \overline{\varepsilon_{\text{sinc}}} + \text{RSS}(\varepsilon_{\Delta V} + \varepsilon_{A-D}) \\ &= 0.060\% \text{ FS} \quad 11\text{bit 精度}\end{aligned}$$

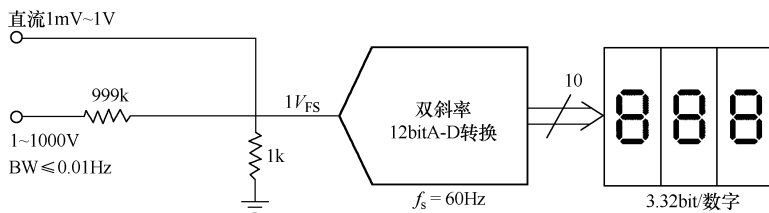


图 6-10 数字直流电压表误差预算

参考图 6-7 和式 (6-14)，孔径时间 t_a 描述了在采样保持设备中采样信号时有

限振幅的不确定性，这与式 (6-12) 表达了相同的关系。[⊖]另外，采样必须由在采集过程中不受输入信号变化影响的设备来完成，例如积分 A-D 转换器。在直接转换的场合， t_a 与采样周期 T 一致。孔径时间产生的一个主要结果是在采样数据频谱上叠加了一个额外的 sinc 函数响应。但是由式 (6-15) 定义的基带信号上的平均孔径误差与由式 (6-3) 定义的平均 sinc 函数误差无关。虽然采样间隔和孔径特性从它们的关系上看是类似的，但是 t_a 的改变却对采样间隔误差没有影响。例如，一个快速的采样保持设备置于 D-A 转换器之前，能够保证很小的孔径不确定性，但是采样间隔误差仍然由采样周期 T 所决定。图 6-11 是式 (6-14) 的诺模图 (nomograph)[⊗]，

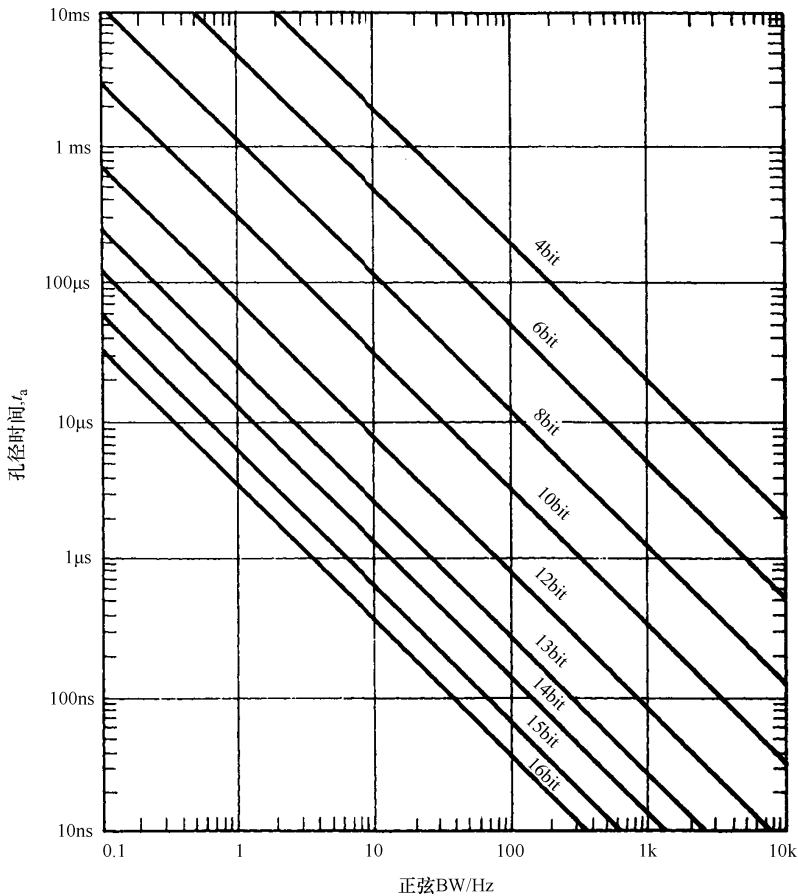


图 6-11 孔径二进制精度模拟图

⊖ 原文中这样定义孔径误差似乎不妥，其含义是孔径误差。所谓孔径时间应该是将模拟量转换成数字量要有一个过程，速度再快的 A-D 转换器完成转换也总是需要一定的时间，这个时间称为孔径时间。而一个动态信号在孔径时间内会发生变化，从而引起输出的不确定误差，这个误差称为孔径误差。——译者注

⊗ 诺模图是根据一定的几何条件（如三点共线），把一个数学方程的几个变量之间的函数关系画成相应的用具有刻度的直线或曲线表示的计算图表。——译者注

用二进制精度表示的孔径误差。在大多数数据转换系统中，孔径误差都可忽略不计，因此也不包含在总体误差中。

$$\Delta V'_{pp} = 2\pi t_a BW V_{spk} \quad \text{孔径电压} \quad (6-14)$$

$$\overline{\varepsilon_{a\%FS}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi BW t_a}{\pi BW t_a} \right) \times 100\% \quad (6-15)$$

6.4 输出信号插值函数

从离散数字信号中恢复连续模拟信号是测量仪器中的绝大多数应用需求。信号重建可以从时域或频域两个角度来看：在时域上，恢复类似于数值分析中的插值技术，包括通过连接离散数据样本而产生的轨迹来重建信号；在频域上，有效的信号恢复涉及在 D-A 转换器上利用一个低通后置滤波器形成带限输出，对基带信号以上存在的图像频谱进行衰减。与表 6-2 所述的零阶保持采样信号表示相比，它进一步关注在采样率保证情况下更高效的信号重建方法。

图 6-12 展示了直接 D-A 转换器的信号恢复，并对其扩展添加了线性插值器和后置滤波器的功能。信号延迟在数字控制系统中是个问题，因此直接 D-A 转换器的输出需要对镜像频谱进行衰减，这需要通过一个闭环过程来完成。线性插值器是一种能够进行重建的功能，但是达到标称设备误差是有问题的。线性插值器的有效性由一阶多项式来定义，其线段斜率描述了连续数据样本之间的差异。图 6-16 还展示了一个在 D-A 转换前就对输出做插值的软件方法。

图 6-13 给出的是带宽为 BW 的基带信号，以及该信号在采样频率 f_s 下产生的镜像信号的频谱图。把这些频响特性放在一张图中显示，可以清晰地看到镜像信号如何被 sinc 衰减，以及后置低通滤波器是如何滤波，从而使输出信号最终收敛于理想基带信号（原信号）。镜像信号总和的无穷级数表达式由式（6-16）给出，其等于直接 D-A 转换器输出的均方误差（MSE）。接下来零阶保持采样的采样间隔误差可以通过式（6-17）计算，采用此 MSE 导出了表 6-3 的第一个输出插值函数，其结果符合式（6-12）和式（6-13）。注意式（6-17）的 sinc 函数项是在最坏情况下计算得出的，即使用 $f_s \pm BW$ 第一个镜像的最大振幅频率。

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= V_s^2 \sum_{k=1}^{\infty} \left[\text{sinc}^2 \left(k - \frac{BW}{f_s} \right) + \text{sinc}^2 \left(k \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \right) \right] \quad \text{D-A 输出} \\ &= 2V_s^2 \left[\text{sinc}^2 \left(1 - \frac{BW}{f_s} \right) + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \right] \end{aligned} \quad (6-16)$$

$$\varepsilon_{\Delta V\%FS} = \left[\frac{V_{0FS}^2}{2V_s^2 \left[\text{sinc}^2 \left(1 - \frac{BW}{f_s} \right) + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \right]} \right]^{-1/2} \times 100\% \quad (6-17)$$

插值函数的选择应该考虑比较可实现信号的采样间隔误差和由插值设备引入的

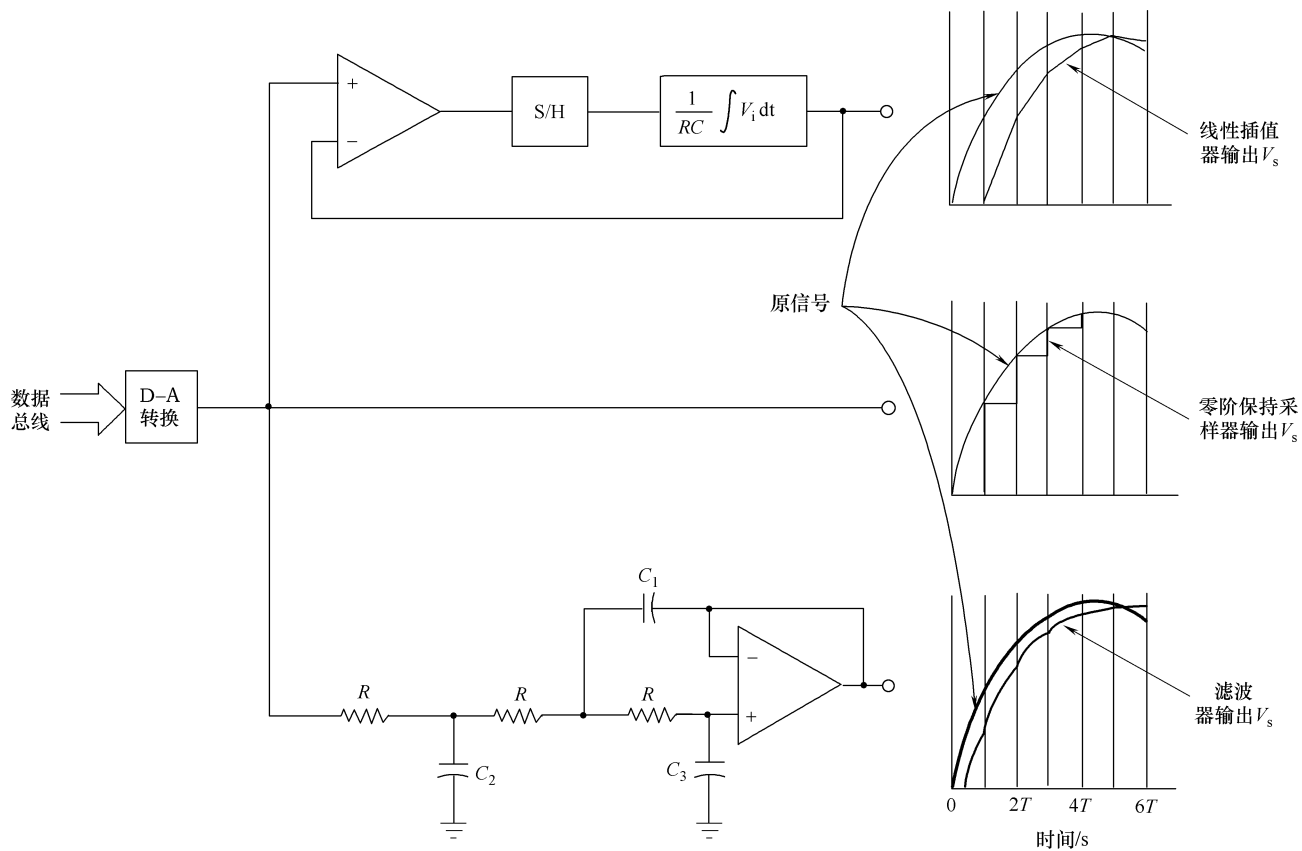


图 6-12 信号重建方法

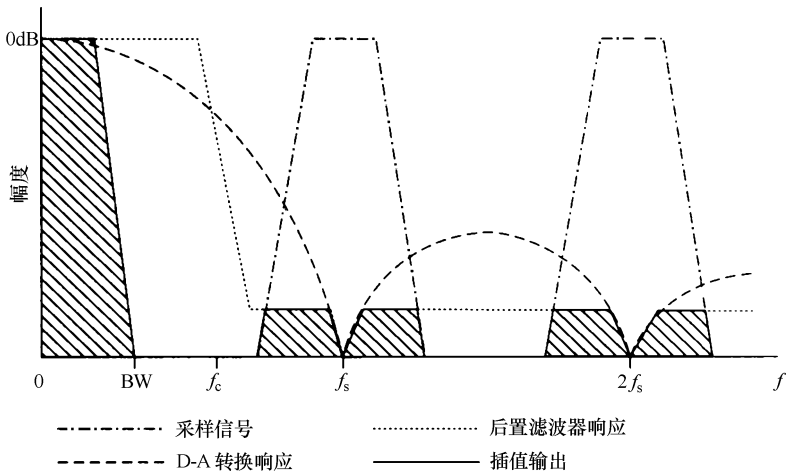


图 6-13 信号恢复频谱

表 6-3 输出插值函数

插 值 器	振 幅	采样间隔误差, $\varepsilon_{\Delta V}\%$ FS
D-A 转换	$\text{sinc}(f/f_s)$	$\left[\frac{V_{0FS}^2}{2V_s^2 \left[\text{sinc}^2 \left(1 - \frac{BW}{f_s} \right) + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \right]} \right]^{-1/2} \times 100\%$
D-A 转换 + 线性	$\text{sinc}^2(f/f_s)$	$\left[\frac{V_{0FS}^2}{V_s^2 \left[\text{sinc}^4 \left(1 - \frac{BW}{f_s} \right) + \text{sinc}^4 \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \right]} \right]^{-1/2} \times 100\%$
D-A 转换 + 单极点 RC	$\text{sinc}(f/f_s) [1 + (f/f_c)^2]^{-1/2}$	$\left[\frac{V_{0FS}^2}{V_s^2 \left[\text{sinc}^2 \left(1 - \frac{BW}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s - BW}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1} + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{BW}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s + BW}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1} \right]} \right]^{-1/2} \times 100\%$
D-A 转换 + 巴特沃斯	$\text{sinc}(f/f_s) [1 + (f/f_c)^{2n}]^{-1/2}$	
n 极点低通		$f_s \pm BW$ 替换 f

额外误差，以实现后的误差不大于这些值的量级为目标。图 6-14 以在中等 f_s/BW 比率 10 为例展示了对 4 种不同的输出插值器的比较。三阶巴特沃斯后置滤波器对直流、正弦和谐波信号的镜像频率都能衰减，而且只会增加标称设备误差（参考表 3-5 和表 3-6）。在直接 D-A 转换时，巴特沃斯滤波器能将精度提到 6bit，从而大大提高了重建信号向理想信号的收敛。贝塞尔滤波器要达到标称设备误差， f_s/BW 比率就需要高达 20，相对于一阶 RC 滤波特性来说，贝塞尔滤波器的效率偏低。但是这并不减少贝塞尔滤波器在调理相位信号上的实用性。图 6-14 所示的部分 BW 内的残余插值器采样间隔误差值，定义了保证插值信号精度所必要的最小数

据字长。表 6-4 描述了通过各个插值函数的信号传输延迟时间。

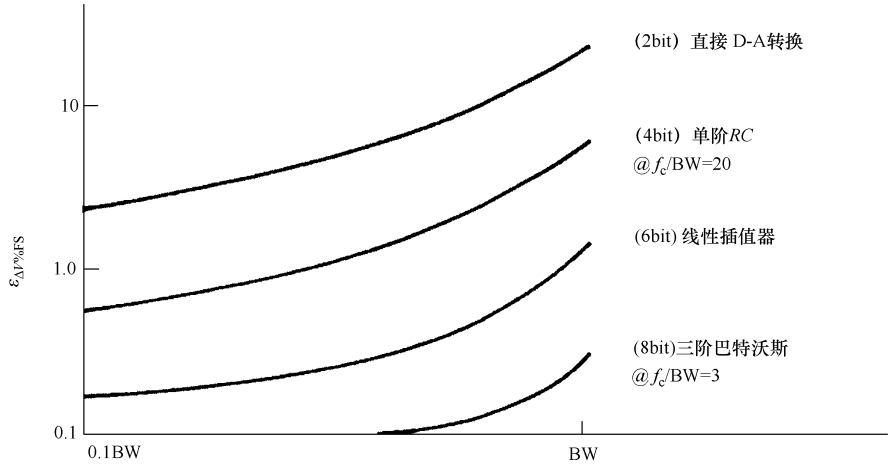


图 6-14 输出插值器的比较（正弦曲线， $f_s/BW = 10$ ）

表 6-4 插值传输延时

插 值 器	时间/s
D- A 转换	$\frac{1}{2f_s}$
D- A 转换 + 线性	$\frac{1}{2f_s} + \frac{1}{f_s}$
D- A 转换 + 巴特沃斯 n 阶	$\frac{1}{2f_s} + \frac{n}{4f_c}$

图 5-20 介绍的过采样数据转换器，包括 Σ - Δ -D 转换器， f_s 每提高 4 倍，SNR 就提高 6dB，相当于二进制有效位增加 1bit（见表 5-7）。相对于奈奎斯特采样和恢复中信号带宽可达到 $f_s/2$ 的折叠频率值，过采样 D-A 转换的优点是在不增加转换器字长的情况下将 SNR 提高，而且在基带内由于 sinc 响应 [见式 (6-3)] 带来的衰减也显著减小。图 6-15 展示了 4 倍过采样 D-A 转换器的性能提升，可以用 4 个样本值来表示一个采样值。首先，任何 D-A 转换器字长下的固定量化噪声功率现在分布于 4 倍的频谱范围内，因此只有 1/4 的噪声在信号通带到 BW，从而产生了 6dB SNR 改善。此外，在信号基带内的 sinc 幅度衰减为 -0.22dB，而相比较下，奈奎斯特采样信号会有 -3.9dB 衰减。如果使用 16 倍 f_s 、64 倍 f_s ，甚至更高倍数的 f_s 进行过采样，上述性能改善将会累加。然而过采样只是降低量化噪声、减小基带内 sinc 衰减，过采样本身并不会增加信号的数据信息量。

Hoffman^[4]指出，实验证明，在基本相同的时间延迟下，相对于直接 D-A 转换和零阶保持内插，对输出信号插值的前置 D-A 转换软件处理方法，将会将数据精度提升两个二进制位（2bit）。实验证明有两个二进制位数据精度的提升。这特别是在控制回路中有应用价值，因为后置 D-A 转换插值滤波器增加了信号延迟，从而会降低控制的稳定性。图 6-16 所示的二进制累进插值 D-A 转换器展示了由一

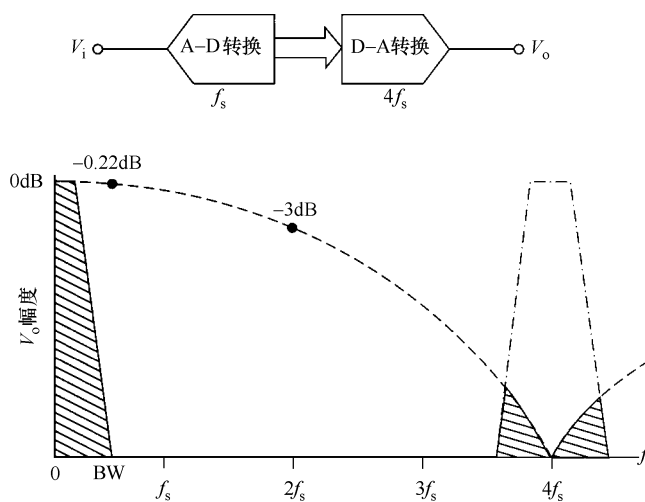


图 6-15 过采样 D-A 转换频谱

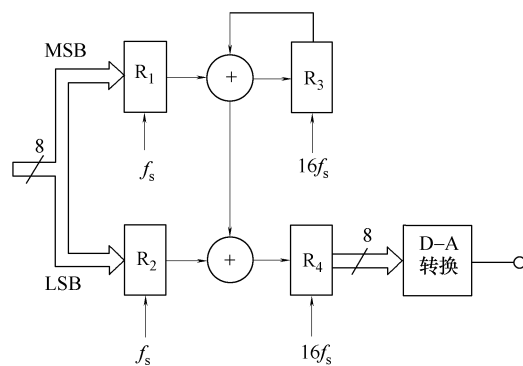
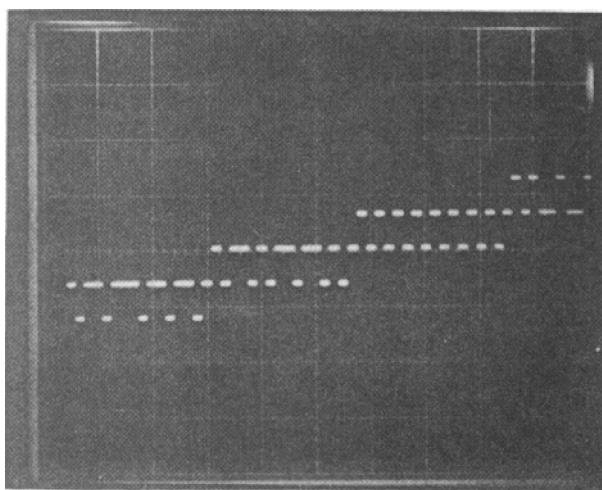


图 6-16 二进制累进前置 D-A 转换插值器

个正弦激励波形产生的信号能量和频率含量的级间振荡模式。图中 4bit MSB 值存储在寄存器 R_3 中，提供了 2^4 倍于输入数据采样率 f_s 的频率。当总和超过 $2^4 - 1$ 时就会产生进位，与寄存器 R_4 的 LSB 值相加，其中 8bitD-A 转换器的输出更新频率为 $16f_s$ 。在这个原型电路中使用了英特尔 8085 单片机汇编代码，见表 6-5。

表 6-5 二进制累进汇编代码

	SUB	A	; SET A TO 0
	OUT	20H	; MAKE PORT 21H ALL INPUTS
	STA	20FFH	
	MVI	A, 0FFH	; MAKE PORT 1 ALL OUTPUTS
	OUT	03H	
	ANI	04H	
	OUT	02H	; MAKE PORT 0 ALL INPUTS EXCEPT BIT 3
		00H	; SET LOAD LINE HIGH
RESET;			
	MVI	E, 08H	; INITIALIZE ADDEND TO 8 (2EXP (M - 1))
	MVI	H, 10H	; INITIALIZE OUTPUT COUNTER (2EXP (N))
INPUT;			
	IN	0	
	ANI	01H	
	JZ	INPUT	; WAIT FOR A/D READY
	IN	21H	; INPUT 8 BIT WORD FROM A/D
	MOV	D, A	; SAVE IN D
	ANI	0F0H	; MASK OUT THE 4 LSB'S
	MOV	B, A	; SAVE MSB'S IN B
	MOV	A, D	; GET INPUT 8 BITS AGAIN
	ANI	0FH	; MASK OUT THE 4 MSB'S
	MOV	C, A	; SAVE LSB'S IN C
ADDP;R;			
	MOV	A, E	; GET THE ADDEND
	ADD	C	; ADD THE LSB'S
	MOV	D, A	; SAVE THE ADDITION INCLUDING POSSIBLE CARRY
	ANI	0FH	; CONVERT ADDITION MODULO 2EXP (N) = 16
	MOV	E, A	; SAVE NEW ADDEND
	MOV	A, B	; GET MSB'S

(续)

	ADD	D	; ADD SUM OF ADDEND AND LSB'S WITH POSSIBLE CY
	ANI	0F0H	; FORCE LSB'S TO 0
	JNZ	NOVER	; IF NZ. THERE WAS NO OVERFLOW
	MOV	A, B	; WAS AN OVERFLOW, RESTORE ORIGINAL MSB'S
NOVER;			
	MOV	D, A	; SAVE DATA TO OUTPUT. MSB'S = DATA. LSB'S = 0
OUTOK;			
	IN	0H	; TEST FOR OUTOK. PULSE
	ANI	2H	
	JZ	OUTOK	
	MOV	A, D	; GET DATA TO OUTPUT
	OUT	1H	
	SUB	A	; SET A TO 0
	OUT	0	; SEND LOAD LINE LOW
	ORI	4H	; SEND LOAD LINE HIGH
	OUT	0	
	DCR	H	; DECREMENT MODULO 16 LOOP COUNTER
	JNZ	ADDPH	; DO 16 TIMES
	JMP	RESET	; ELSE GET NEXT INPUT DATA
	END		

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_{\Delta V} &= \left[\frac{V_{0FS}^2}{V_s^2 \left\{ \sin^2 \left(1 - \frac{BW_{\text{pixel}}}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s - BW_{\text{pixel}}}{f_{\text{phosphor}}} \right)^2 \right]^{-1} \right. \right.} \\
 &\quad \left. \left. + \sin^2 \left(1 + \frac{BW_{\text{pixel}}}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s + BW_{\text{pixel}}}{f_{\text{phosphor}}} \right)^2 \right]^{-1} \right\} \right]^{-1/2} \times 100\% \quad (\text{表 6-3}) \\
 &= \left[\frac{1 V^2}{1 V^2 \left\{ \left[\frac{\sin \pi \left(1 - \frac{4.8M}{30M} \right)}{\pi \left(1 - \frac{4.8M}{30M} \right)} \right] \left[1 + \left(\frac{30M - 4.8M}{4.77M} \right)^2 \right]^{-1} \right. \right.} \\
 &\quad \left. \left. + \left[\frac{\sin \pi \left(1 + \frac{4.8M}{30M} \right)}{\pi \left(1 + \frac{4.8M}{30M} \right)} \right] \left[1 + \left(\frac{30M - 4.8M}{4.77M} \right)^2 \right]^{-1} \right\} \right]^{-1/2} \times 100\% \\
 &= \left[\frac{1}{\left(\frac{0.482}{2.636} \right)^2 (0.034) + \left(\frac{-0.482}{3.644} \right)^2 (0.018)} \right]^{-1/2} \times 100\% \\
 &= 3.74\% \text{ FS} \quad 5\text{bit 插值视频}
 \end{aligned}$$

6.5 视频采样和重建

工业机械化显示、实验室频谱分析以及医疗成像仪器全部依赖于数字信号处理技术的进步，这些技术也经常与电视标准和计算机图形技术联系起来。实时成像系统利用已有的行扫描电视标准，如 RS-343A 和 RS-170，来产生 30 帧/s、525 行/帧隔行扫描，其中每帧按照偶数行和奇数行分为两个场。每一行的扫描速率为 $53.3\mu\text{s}$ ，加上 $10.2\mu\text{s}$ 的水平回扫。因此表示离散图像元素（像素）所需的带宽是由沿扫描线方向在时间上等宽的活跃和不活跃像素的分辨率所决定的。

高速数据转换系统的实现很大程度上是一个宽带模拟设计任务。设计的基本考虑包括选择具备足够速度和足够低的杂散性能的数据转换器。例如 Burr-Brown 的 ADS822A-D 转换器采用流水线结构，输入信号带宽高达 10MHz，采样率 40MSPS，输出位宽 10bit，因此能将量化噪声降低至 -60dB。使用一个一阶 RC 输入滤波器，它的截止频率 15MHz 恰好在第一折叠频率 f_0 以内，因此能提供对宽带输入噪声的抗混叠衰减。

图 6-17 展示了该视频成像系统的性能主要取决于采样间隔误差，其达到 5bit 二进制精度，能为每个重构像素提供 32 等级的亮度表示。因此对于这种性能，详细的系统误差预算不会有额外的影响。ADI 公司的 10bit 流水线 DAC ADV7128，可以作为数据重建设备来提供视频电流输出，它的高输出阻抗特性使得其几乎无毛刺。为图像重建进行的视频插值是由视频显示的时间常数来实现的，其性能相当于在 30 帧/s 的电视标准约束下一个单阶低通滤波器的响应。

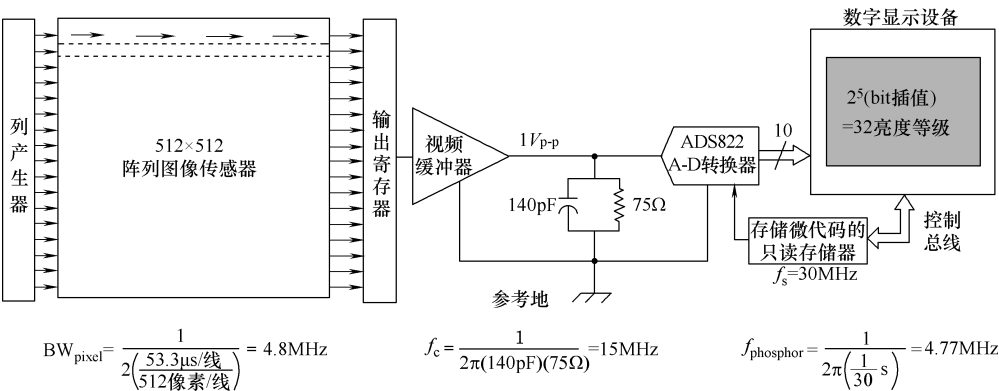


图 6-17 视频转换和重建

6.6 习题

6-1. 一个基带宽度为 1Hz 的 1 V 有效值满幅信号并带有 10 mV 有效值的随机

干扰, 将其送到一个采样频率 f_s 为 10Hz、 f_{hi} 为 1kHz 的 A-D 转换器中。借助式 (6-8) ~ 式 (6-10), 计算在没有前置采样滤波器的情况下, 以 % FS 表示的随机混叠误差, 确定以 % FS 表示的随机混叠误差。

6-2. 考虑对一个带宽 1Hz 的满幅信号, 使用 f_s 为 10Hz 进行直接 D-A 转换。比较此信号分别在使用式 (6-13) 和表 6-3 中的 D-A 输出插值函数所得的采样间隔误差。考虑采用三阶巴特沃斯输出插值函数, 重新计算此信号的采样间隔误差。

6-3. 光盘播放器采用 44.1kHz 采样率和 14bit 量化器, 并使用一个线性插值器来完成输出信号重建。典型的信号振幅为满幅的 30%, 计算在信号频率为 120Hz、1.2kHz 和 12kHz 时的插值输出采样间隔误差和等效的二进制精度。

参 考 文 献

1. Davenport, W.B., Jr. and Root, W.L., *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*, New York: McGraw-Hill, 1958.
2. Gardenshire, L.W., "Selecting Sample Rates," *ISA Journal*, April 1964.
3. Garrett, P.H., *High Performance Instrumentation and Automation*, CRC Press, 2005.
4. Hoffman, A.W., *Interpolative Digital-to-Analog Converter for Computer Output Systems*, BSEET Sr. Thesis, Univ. of Cincinnati, 1984.
5. Jerri, A.J., "The Shannon Sampling Theorem—Its Various Extensions and Applications: A Tutorial Review," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 65, No. 11, November 1977.
6. Kolmogoroff, A., "Interpolation and Extrapolation von Stationären Zufälligen Folgen," *Bulletin Academic Sciences, Serial Mathematics*, Vol. 5, 1941 (USSR).
7. Nyquist, H., "Certain Topics in Telegraph Transmission Theory," *Transactions of the AIEE*, Vol. 47, February 1928.
8. Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, New York: McGraw-Hill, 1965.
9. Raemer, H.R., *Statistical Communication Theory and Applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1969.
10. Schwartz, M., Bennett, W.R., and Stein, S., *Communications Systems and Techniques*, New York: McGraw-Hill, 1966.
11. Shannon, C.E. and Weaver, W., *The Mathematical Theory of Communication*, Urbana, IL: University of Illinois Press, 1949.
12. Whittaker, E.T., "On Functions Which Are Represented by the Expansions of the Interpolation Theory," *Proceedings of the Royal Society*, Vol. 35, 1915.
13. Wiener, N., *Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications*, Cambridge, MA: MIT Press, 1949.

第7章 仪器分析套件、误差传递、传感器融合和接口

7.0 简介

我们在前面的章节里已经讲述了如何通过信号调理和数据转换功能来对全面的端到端的传感器数据采集进行建模以及输出信号的重建和驱动。这些模型有助于提供关于器件和系统选择方面的测量仪器性能的物理描述，并验证其是否满足所需的测量精度。对于测量置信度来说，对测量系统误差的建模使得在操作之前就能预测测量仪器的精度所能达到的数量级，这也同样适用于测量仪器过程系统设计。

本章集中论述多传感器测量系统、误差传递、传感器融合在工业和航空方面的应用。对于综合设计分析，分析套件电子表格发展得很快，比如被用在航空电子系统中去获得比普通的商业应用更重要的性能指标。本章最后介绍了测量仪器分类，包括仪器总线及其网络接口。

7.1 用分析套件设计航空领域计算机 I/O

基于电子计算机的测量仪器已经被广泛地应用在模拟测量信号到数字系统的接口中。在实际应用中普遍存在同时包含输入、输出操作的情况，通过这种输入、输出可以恢复模拟信号所驱动的一个数字系统终端。将来源于器件的仪器误差模型和在前面章节中提到的传递函数整合到一个仪器分析套件中，以用于 I/O 系统的设计。分析套件手册论述了如何计算传感器输入信号经过调理，转换成计算机总线数据，并以模拟形式输出重构后所产生的累积误差，藉此考虑电路拓扑结构和器件的替代以实现系统优化。这对于在做选择时评估 I/O 产品尤其有用。

图 7-1 描述了一个航空工程测试单元振动分析器 I/O 系统，它将图 4-6 中的信号调理和一个可调数字带通滤波器相连接的 Dattel 数据转换设备结合在一起以测量振幅信号的频率分辨率。信号调理包括由系统误差为 0.1% FS 的压阻式应变电桥测量加速度计组成的高性能采集通道，加速度计由 $\pm 0.5\text{V}$ 独立直流电源来提供偏置，与 ADI 公司的 AD624C 前置放大器相连，并伴有 1V（有效值）的共模随机噪声。谐波传感器信号最大幅值是 70mV（有效值），对应 $\pm 10\text{g}$ ，基带带宽为 100Hz，在 1kHz 处，由于一阶滚降，信号会被衰减至 7mV（有效值）。在将随机干扰衰减到 0.006% FS 或者 212 μV （有效值）（ $\pm 5\text{V}$ （p-p）/ $\sqrt{2}$ 倍的 0.006% FS）以与前置

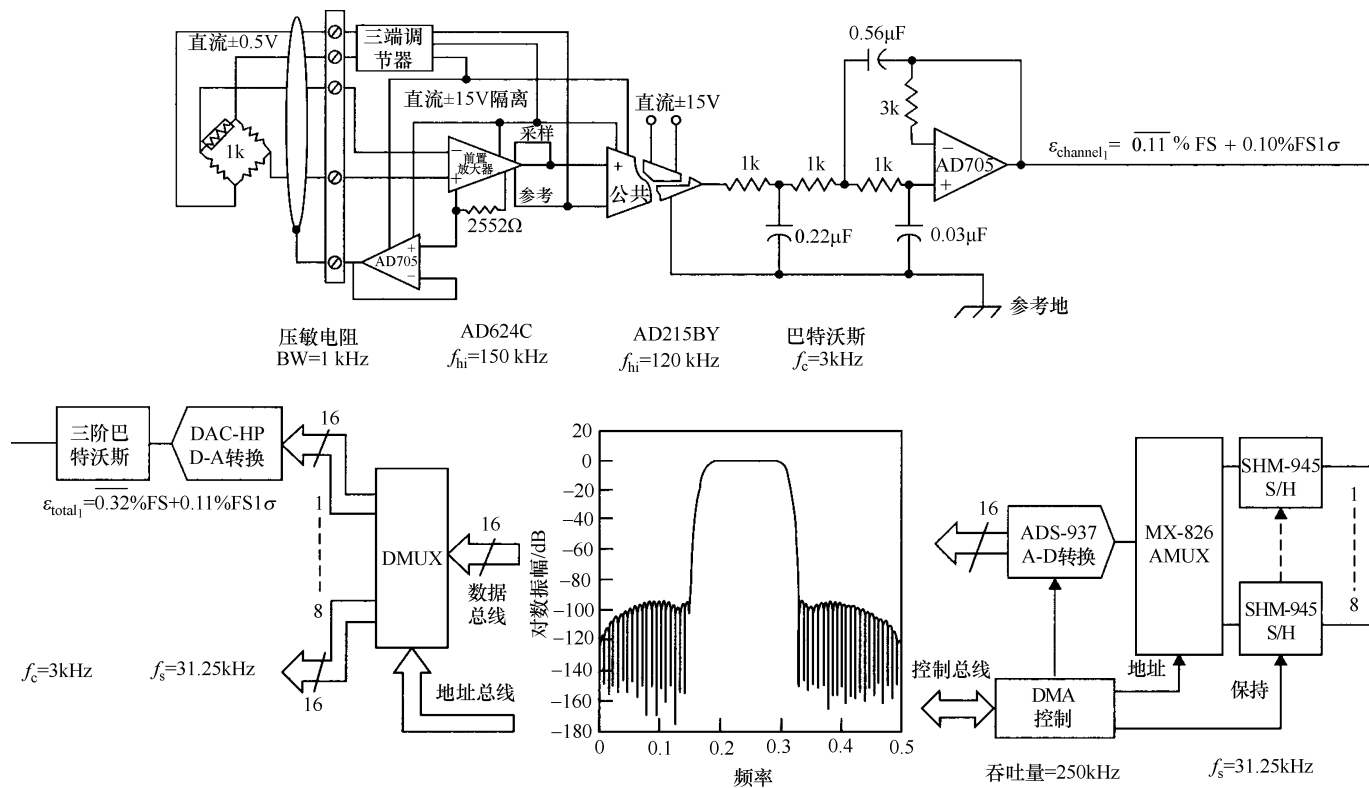


图 7-1 航空发动机振动分析器 I/O 设计

预采样滤波器对应的同时，前置放大器 50 倍的差分增益将信号幅度放大到满幅 $\pm 5\text{V}$ 。相关的传感器 $15\mu\text{V}_{\text{pp}}$ 内部噪声加上前置放大器等效输入误差 $12\mu\text{V}$ （即输出误差 $212\mu\text{V}$ （有效值）除以前置放大器增益，再换算到峰—峰值），总共 $27\mu\text{V}$ （参考表 4-5）。这决定了信号动态范围在 $\sqrt{2} \times 70\text{mV}$ （有效值）/ $27\mu\text{V}$ ，相当于 71dB，接近于 12bit 的精度。后一级的器件，比如 16bit 的数据转换器，因为性能超过前置放大器，因此不会限制前置放大器输出信号的精度。

值得注意的是，根据 4.2 节的内容，巴特沃斯低通预采样信号调理滤波器获得的信号通过线性滤波器对随机噪声进行改进可以接近于匹配滤波器的效率。根据 6.2 节，欠采样会将随机噪声混叠进入 f_0 频率以内，这种滤波器可以将 f_0 以上的噪声衰减掉，而且根据 3.3 节，降低其截止频率可以将平均滤波器的误差最小化。非线性和温度漂移是放大器、S/H、AMUX、A-D 转换以及 D-A 转换器件中误差的主要来源，并导致 LSB 等价于 9~13bit 的精度。

选择 A-D 和 D-A 转换器作为离散开关器件可以避免 SIGMA-DELAT 型转换器可能产生的镜像信号。分配在 8 个通道上的 250kHz DMA 的转换率确定了每个通道的采样率 f_s 大约为 31kHz，也就是信号带宽 1kHz 的 31 倍。如此高的过采样率将会提供非常好的采样性能，会使 sinc 误差减小、 $212\mu\text{V}$ （有效值）残差干扰噪声的混叠变得可以忽略，从而可以精确恢复输出信号。

图 7-2 显示了应用在数字数据总线上的输入转换信号与频率的误差关系，其零阶保持采样的采样间隔误差为全带宽 0.63% FS，成为主要的误差来源。由于谐波信号的幅度随着频率的增加而衰减，在带宽的 1% 处误差会降到 0.32% FS，因此从信号带宽的 10% 到 1kHz 的全带宽范围内，合在一起的总输入的 0.83% FS 误差会保持恒定。如 6.4 节所述，由每个 I/O 采样操作，经过采样保持到 D-A 转换器的过程，产生出采样镜像。当改变 f_s 时，这些频谱将会和信号从一个器件传到另一个器件一起被转换。增加 f_s 会导致采样镜像频谱被外差到更高的频率去，相应的源自相关的 sinc 函数的平均信号衰减也将减少。这就是过采样的基础原理，过采样指的是采样率大于两倍的奈奎斯特 f_s/BW 采样率，利用置于转换器之后的滤波插值器来改善对采样镜像信号的衰减，从而提升输出信号重建的质量。

本书所列举出的 I/O 系统及其分析套件的例子给出了系统总性能的详细说明，并根据表 7-1 中列出的各器件对误差的贡献概要，实现了端到端的误差不超过 0.1% FS 的目标。输出信号的重构是利用一个后置 D-A 三阶巴特沃斯低通滤波器来降低其误差，同时最大限度地减少采样间隔误差。如图 7-2 所示，这个系统在信号带宽范围内的通道误差都很平坦，接近理想，该通道总误差大约为 0.43% FS。这个系统对信号进行了 16bit 量化，并有 12bit 的动态范围，而该误差使该系统的精度大约为 8bit。

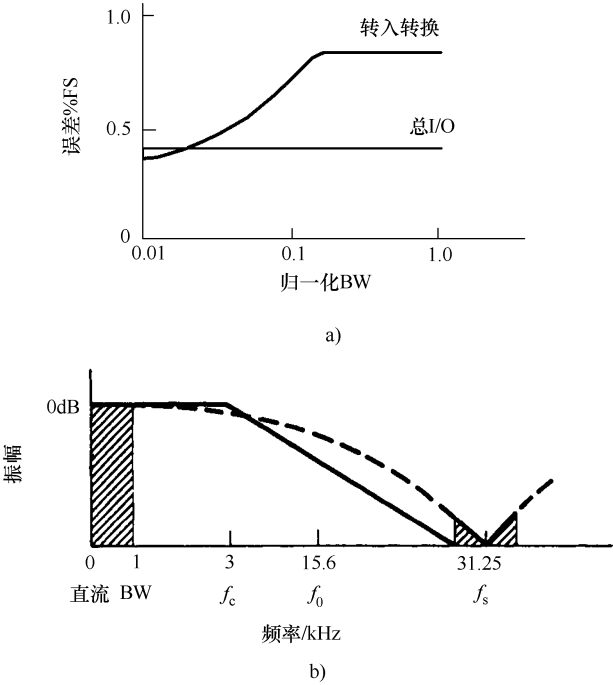


图 7-2 I/O 系统误差和频谱

表 7-1 I/O 测量仪器概要

器 件	$\varepsilon_{\% \text{ FS}}$	备 注
传感器	0.100000	压敏电阻桥
接口	0.010000	差分输入接口
放大器	0.033950	AD624C + AD215BY
预采样滤波器	0.115000	三阶巴特沃斯
信号质量	0.006023	随机噪声 $\varepsilon_{\text{rand}}$
噪声混叠	0.000004	212 μV 残差干扰
包络函数	0.084178	平均信号衰减
多路选择器	0.004001	平均传输误差
采样保持	0.020633	400ns 采集时间
A-D 转换器	0.002442	16bit 子区域
D-A 转换器	0.013032	16bit 转换器
内插滤波器	0.1150000	三阶巴特沃斯
内采样	0.000407	输出内插
$\varepsilon_{\text{total}}$	0.318179% FS	$\Sigma \text{ mean}$
	0.109044% FS	$1\sigma \text{ RSS}$
	0.427223% FS	$\Sigma \text{ mean} + 1\sigma \text{ RSS}$

集成了仪器分析套件的微软 Excel 电子表格包含了一套完整的仪器系统误差模型的交互工作簿，以用于计算机辅助工程设计，其占用了 69KB 空间。这个包含 6 页表格的分析套件的第 1 页定义了传感器和它的激励输入值，包括信号带宽、差分信号的电压幅度、随机干扰和相干干扰数据。这些数据用于随后的模型计算，并返回输入 SNR 和所需的系统电压增益。对于图 7-1 所示的振动 I/O 系统所包含的那些数值在该电子表格都能找到。详细的传感器和激励输入值以及与本实例相关的模型计算已经在图 4-6 中介绍了。

在第 2 页和第 3 页，每个系统有多达 4 个级联放大器，每个放大器的 13 个参数从制造商提供的数据中选择确定。此外还需要与传感器电路参数有关的 7 个额外量，这些量通常涉及系统前置放大器。计算后返回得到每个放大器的 7 个等效输入误差电压值，以此确定各自的误差分配，并由第 8 个放大器合并为以 % FS 来表示的误差值。表 4-3 和表 4-4 对在这个例子中所用到的放大器给出了详细的计算模型描述。

第 4 页是通过获得的信号的质量来计算线性信号调理性能，包括对具有信号调理和混叠预防双重作用的带限预采样滤波器的参数说明。计算出的返回值包括残余相干和随机干扰误差以及 3.3 节中的滤波器器件误差。采样数据参数包括采样率 f_s 、高于奈奎斯特频率 $f_s/2$ 的欠采样相干以及随机干扰的振幅值，使用以上参数可以用来评估混叠误差。由式（4-15）和式（4-16）计算可以得到，上述干扰的振幅与后置信号调理残余误差成比例，通过系统满幅电压值按比例缩放来确定。混叠误差和 sinc 误差返回值依赖于第 6 章中讲到的相应模型。

剩下的分析套件电子表格条目包括从设备制造商获得的参数值，用来给 5 个数据转换器建模，分别是 AMUX、S/H、A-D、D-A 和输出插值器件。如图 7-2 所示，包括输出插值在内的全频段带宽信号的所有器件和系统综合误差被自动制成表格，描绘了在信号带宽 1% ~ 100% 的范围内，计算机数据总线上的转换信号和从输入到插值输出的器件选择。可用的数据建模重构器包括直接 D-A 转换、单阶 RC 和三阶巴特沃斯插值器。

传 感 器
1kΩ 压敏电阻桥 $F = mA$
0.1% FS 误差时响应
接 口
传感器电压激励变化量
直流 $\pm 0.5V \pm 50\mu V$ 或 0.01% FS
信 号 质 量
$\varepsilon_{\text{random}} = \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{A_{V_{\text{cm}}}}{A_{V_{\text{diff}}}} \cdot \left[\frac{2}{k} \frac{f_c}{f_{hi}} \right]^{1/2} \times 100\%$ $= \frac{1V}{7mV} \left[\frac{1G\Omega}{1G\Omega} \right]^{1/2} \frac{10^{-4}}{50} \left[\frac{2}{0.9} \frac{3kHz}{150kHz} \right]^{1/2} \times 100\%$ $= 0.006023\% \text{ FS}$

(续)

采 样 保 护		
采样误差		0.00760%
非线性		0.00040
增益		0.02000
温度系数		0.00500
$\mathcal{E}_{S/H}$		0.020633% FS 1 σ RSS
放 大 器		
参数	AD624C	AD215BY
V_{os}	微调过的	微调过的
$\frac{dV_{os}}{dT}dT$	2.5 μ V	20 μ V
$I_{os}R_i$	$\overline{10\mu V}$	$\overline{15\mu V}$
V_{Npp}	15 μ V	2 μ V
$f(Av)\frac{V_{oFS}}{Av_{diff}}$	$\overline{1\mu V}$	$\overline{250\mu V}$
$\frac{dAv}{dT}dT\frac{V_{oFS}}{Av_{diff}}$	5 μ V	750 μ V
$\mathcal{E}_{ampl RTI}$	$(\overline{11} + 16)\mu V$	$(\overline{265} + 750)\mu V$
$\mathcal{E}_{ampl\% FS}$	0.027% FS	0.020% FS
模拟多路转换器		
传输误差		$\overline{0.003\%}$
泄漏		0.001
串扰		0.00005
$\mathcal{E}_{AMUX}$		$\overline{0.004001\% FS} \quad \Sigma \overline{mean} + 1\sigma RSS$
噪 声 混 叠		
$\mathcal{E}_{random alias} = \frac{\sqrt{2} 100\%}{[SNR_{random alias}]^{1/2}} \tag{6-10}$		
$= \frac{\sqrt{2} 100\%}{\left[V_{FS}^2 / (V_{noise rms})^2 \left(\frac{1}{\left[1 + \left(\frac{f_s}{f_c} \right)^{2n} \right]^{1/2}} \right)^2 \right]^{1/2}}$		
$= \frac{\sqrt{2} 100\%}{\left[V_{FS}^2 / \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 1V_{rms} \cdot 10^{-4}}{5V} V_{FS} \right)^2 \left(\frac{1}{\left[1 + \left(\frac{31.25kHz}{3kHz} \right)^6 \right]^{1/2}} \right)^2 \right]^{1/2}}$		
$= \frac{\sqrt{2} 100\%}{[V_{FS}^2 / (9 \times 10^{-10} V_{FS}^2) (0.78 \times 10^{-6})]^{1/2}}$		
$= \frac{\sqrt{2} 100\%}{[V_{FS}^2 / 7 \times 10^{-16} V_{FS}^2]^{1/2}}$		
$= 0.000004\% FS$		

(续)

包络函数	
$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{NRZ sinc}} &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi \text{BW} / f_s}{\pi \text{BW} / f_s} \right) \times 100\% \\ &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi 1 \text{ kHz} / 31.25 \text{ kHz}}{\pi 1 \text{ kHz} / 31.25 \text{ kHz}} \right) \times 100\% \\ &= 0.084178\% \text{ FS}\end{aligned}$	(6-13)

16bit A-D 转换	
平均积分非线性 (1LSB)	0.0011%
噪声 + 失真	0.0001
量化不确定性 $\left(\frac{1}{2} \text{LSB} \right)$	0.0008
温度系数	0.0011
$\varepsilon_{\text{A-D}}$	0.002442% FS $\Sigma \overline{\text{mean}} + 1\sigma \text{RSS}$

16bit D-A 转换	
平均积分非线性 (1LSB)	0.003%
噪声 + 失真	0.0008
温度系数	0.0100
$\varepsilon_{\text{D-A}}$	0.013032% FS $\Sigma \overline{\text{mean}} + 1\sigma \text{RSS}$

内插采样	
$\begin{aligned}\varepsilon_{\Delta V} &= \left[\frac{V_{\text{FS}}^2}{V_s^2 \left\{ \text{sinc}^2 \left(1 - \frac{\text{BW}}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s - \text{BW}}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1} \right\} + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{\text{BW}}{f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f_s + \text{BW}}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1}} \right]^{-1/2} \times 100\% \\ &= \left[\frac{(10\text{V})^2}{(1\text{V})^2 \left\{ \text{sinc}^2 \left(1 - \frac{1\text{kHz}}{31.25\text{kHz}} \right) \left[1 + \left(\frac{31.25\text{kHz} - 1\text{kHz}}{1\text{kHz}} \right)^6 \right]^{-1} \right\} + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{1\text{kHz}}{31.25\text{kHz}} \right) \left[1 + \left(\frac{31.25\text{kHz} + 1\text{kHz}}{1\text{kHz}} \right)^6 \right]^{-1}} \right]^{-1/2} \times 100\% \\ &= 0.000407\% \text{ FS}\end{aligned}$	(表 6-3)

集成测量仪器分析套件电子表格

参 数	符 号	值	单 位	备注 (非阴影: 输入的值; 阴影: 计算的结果)
传感器和激励条目				
传感器误差类型	ε	S	M 或 S	M = 静态平均, S = 系统变量
传感器误差值	$\varepsilon_{\text{sensor}}$	0.1	% FS	传感器全尺度误差, 来源于制造商提供的信息

(续)

参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影：输入的值； 阴影：计算的结果）
传感器和激励条目				
输入信号峰值电压	V_s	0.1	V	传感器全尺度直流信号电压或 RMS 基 频的 $\sqrt{2}$ 倍或谐波信号 BW/10
输出信号峰值电压	V_{OFS}	5.00	V	系统全尺度电压 DC 或 RMS $\sqrt{2}$
信号带宽	BW	1000	Hz	传感器信号带宽到所关注最高频率
接口误差类型	ε	S	M 或 S	M = 静态平均, S = 系统变量
共模干扰	V_{cm}	1.0	V	输入共模直流或 RMS 随机和/或相干干 扰幅度
差分输入信号 @ BW	V_{diff}	0.007	V	全带宽 BW 用于信号质量评估传感器直 流或 RMS 差分电压
存在的相干干扰	Coh	N	Y 或 N	没有相干干扰时输入 N
相干干扰频率	f_{coh}	0	Hz	相干干扰信号的频率（如果存在）
存在的随机相干 干扰	Rand	Y	Y 或 N	随机噪声存在时，输入 Y，否则输入 N
输入干扰误差	$\varepsilon_{interface}$	0.01	% FS	接口终端或传感器激励误差
正弦/谐波	H 或 S	H		复数谐波信号输入 H，正弦或直流信号 输入 S
需要的电压	A_v	50	V/V	传感器和 A-D 转换器之间的 V_{OFS}/V_s 总 增益
输入 SNR	SNR_i	4.900E-05	$(V/V)^2$	输入信噪比

放大器数据

放大器误差预算参数							
参 数	符 号	Amp ₁	Amp ₂	Amp ₃	Amp ₄	单 位	备 注
放大器类型		AD624C	AD215BY				制造商元件序号
共模电阻	R_{cm}	1.00E+09	5.00E+09			Ω	输入共模电阻
差分电阻	R_{diff}	1.00E+09	1.00E+12			Ω	输入差分电阻
放大器截止 频率	f_{hi}	150000	120000			Hz	放大器 -3dB 截 止频率
平均偏移电 压幅度	V_{OS}	2.500E-05	4.000E-04			V	差分输入端之间的 直流电压
电压偏移温漂	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	2.50E-07	2.00E-06			V/°C	输入偏移电压， 温漂

(续)

放大器数据							
放大器误差预算参数							
参 数	符 号	Amp ₁	Amp ₂	Amp ₃	Amp ₄	单 位	备 注
温度变化	ΔT	10	10			℃	电路温度变化
偏移电流	I_{OS}	0.01	0.3			μA	直流输入偏移偏置，电流差分
电流偏移温漂	$\Delta I_{OS}/\Delta t$	2.00E-05	1.00E-03			μA/℃	输入偏移电流，温漂
环境温度	T_{amb}	20	20			℃	系统环境温度
传感器电 流幅度	I_{DC}	1000	0			μA	传感器直流电流 (如果存在)
触点噪声频率	$f_{contact}$	100	100			Hz	接触噪声测试频率/(典型值: BW 的 10%)
无效偏移电压	V_{OSNull}	N	N			A 或 N	如果 V_{OS} 加入 ε_{amp} 进入 A，无效为 N
等效输入噪声电压	V_n	0.004	0			μV/ $\sqrt{Hz}$	放大器 RMS 噪声电压/二次方根赫兹
等效输入噪声电流	I_n	0.06	0			pA/ $\sqrt{Hz}$	放大器 RMS 噪声电流每二次方根赫兹
共模抑制	CMRR	5.00E+05	1.00E+05			V/V	共模抑制比
增益非线性	$f(Av)$	10	50			$\times 10^{-6}$	增益非线性
输出信号电压峰值	V_{OFS}	5	5			V	放大器满幅输出电压或 RMS
差分增益	Av_{diff}	50	1			V/V	闭环差分增益
增益温漂	$\Delta Av/\Delta T$	5	15			$\times 10^{-6}/\text{℃}$	增益温漂
源电阻	R_s	1000	50			Ω	各个放大器
温漂导致的电压漂移	ΔV_{OS}	2.500E-06	2.000E-05	0.000E+00	0.000E+00	V	输入偏移电压温漂
平均偏移 I_{OS} 电压	$I_{OS}R_s$	1.00E-05	1.500E-05	0.000E+00	0.000E+00	V	输入偏移电流导致的电压误差
热噪声	V_t	4.022E-09	8.993E-10	0.000E+00	0.000E+00	V/ $\sqrt{Hz}$	传感器电路热 RMS 噪声

(续)

放大器数据							
放大器误差预算参数							
参 数	符 号	Amp ₁	Amp ₂	Amp ₃	Amp ₄	单 位	备 注
接触器噪声	V_c	1.802E-09	0.000E+00	0.000E+00	0.000E+00	V/√Hz	传感器电路接触 RMS 噪声
噪声总和	V_{Npp}	1.521E-05	2.056E-06	0.000E+00	0.000E+00	V	6.6RSS ($V_t + V_c$ + V_n) $\sqrt{f_{hi}}$
平均非线性 增益	$V_{f(AV)}$	1.000E-06	2.500E-04	0.000E+00	0.000E+00	V	非线性增益导致的 电压误差
增益温漂	$V_{\Delta AV/\Delta T}$	5.000E-06	7.500E-04	0.000E+00	0.000E+00	V	增益温漂导致的 电压误差
放大器误差	ε_{amp}	0.02721	0.02031	0.00000	0.00000	% FS	($\Sigma_{mean} V + RSS$ 其 他 V) ($A_{v,diff}/$ V_{0FS}) $\times 100\%$

信号质量和预采样滤波器条目				
参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
预采样滤波器	n	3	点	对于谐波信号 1~8 极点巴特沃斯有效
滤波器是否存在		Y	Y 或 N	没有滤波器则输入 N
滤波器效率	K	0.9	参数	与匹配滤波有关的线性滤波效率（默认 值 0.9）
平均滤波器误差	ε_{filter}	0.115	% FS	复数谐波信号预采样滤波器误差
滤波器截止频率	f_c	3000	Hz	预采样滤波器截止频率
放大器 SNR	SNR_{amp}	1.23E+07	W/W	信号调理放大器输出信号噪声功率比
放大器 SNR 误差	$\varepsilon_{amp\ SNR}$	0.02857	% FS	信号调理放大器输出误差
相干滤波器 SNR 误差	SNR_{coh}	—	W/W	滤波器输出相干 SNR，作为功率比
相干滤波器 SNR 误差	$\varepsilon_{coh\ amp}$	—	% FS	滤波器输出满幅度信号误差，用于滤波器 SNR
随机滤波器 SNR	SNR_{rand}	5.5E+08	W/W	随机滤波器 SNR
随机滤波器 SNR 误差	$\varepsilon_{rand\ amp}$	0.00602	% FS	滤波器输出满幅信号误差（随机），用于 滤波器 SNR
总体信号质量	ε_{seq}	0.00602	% FS	

(续)

孔径、sinc 函数和混叠条目				
参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
孔径时间	t_a	0.002	μs	采样和保持的孔径时间
采样率	f_s	31250	Hz	选择出来的采样率
下采样相干干扰	A_{coh}	0	V_{rms}	S/H 和 A-D 转换相干下采样 RMS 噪声 振幅
下采样随机干扰	A_{rand}	$2.12\text{E}-04$	V_{rms}	S/H 和 A-D 转换随机下采样 RMS 噪声 振幅
相干混叠频率	$f_{\text{coh alias}}$	0	Hz	输入时下采样相干混叠源频率
干扰基带混叠	f_{alias}	0	Hz	基带相干混叠频率
平均孔径误差	ε_a	$3.290\text{E}-10$	% FS	孔径误差% FS
ZOH 采样间隔 误差	$\varepsilon_{\Delta\text{VZOH}}$	0.6358	% FS	在内插之前全带宽 ZOH 采样间隔误差
平均 sinc 误差	$\varepsilon_{\text{NRZ sinc}}$	0.0842	% FS	NRZ 采样的平均 sinc 误差
相干混叠误差	$\varepsilon_{\text{coh alias}}$	$0.00\text{E}+00$	% FS	下采样相干干扰幅度混叠
随机混叠误差	$\varepsilon_{\text{rand alias}}$	$7.50\text{E}-06$	% FS	下采样随机干扰幅度混叠
总混叠误差	$\varepsilon_{\text{alias}}$	$7.50\text{E}-06$	% FS	$\text{RSS}(\varepsilon_{\text{coh alias}} + \varepsilon_{\text{rand alias}})$

多路选择器条目

参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
平均转移误差	$\varepsilon_{\text{trans}}$	0.003	% FS	平均转移误差% FS
串扰	$\varepsilon_{\text{cross}}$	0.00005	% FS	串扰% FS
泄漏	$\varepsilon_{\text{leak}}$	0.001	% FS	泄漏% FS
平均多路选择器 误差	$\varepsilon_{\text{AMUX}}$	0.00400	% FS	

采样保持条目

参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
采样误差	ε_{acq}	0.00076	% FS	需要设置时间之后的采样误差
非线性	ε_{lin}	0.0004	% FS	采样保持非线性误差
增益	$\varepsilon_{\text{gain}}$	0.02	% FS	增益误差
温度系数	$\varepsilon_{\text{tempco}}$	0.005	% FS	温度系数误差
采样保持误差	$\varepsilon_{\text{S/H}}$	0.02063	% FS	RSS 采样保持输入

(续)

A-D 转换器条目				
参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
A-D 转换字长	数据总线	16	bit	转换器字长
量化不确定性	ε_q	0.0008	% FS	量化不确定性 1/2LSB 时的% FS
平均积分非线性	ε_{INL}	0.0011	% FS	平均积分非线性 % FS
噪声 + 失真	$\varepsilon_{\text{N+D}}$	0.0001	% FS	噪声 + 失真 % FS
温度系数	$\varepsilon_{\text{tempco}}$	0.0011	% FS	温度系数误差
A-D 转换误差	$\varepsilon_{\text{A/D}}$	0.00244	% FS	$\varepsilon_{\text{INL}} + \text{RSS 其他}$
D-A 转换器条目				
参 数	符 号	值	单 位	备注（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
D-A 转换字长	数据总线	16	bit	转换器字长
平均积分非线性	ε_{INL}	0.003	% FS	平均积分非线性 % FS
温度系数	$\varepsilon_{\text{tempco}}$	0.01	% FS	温度系数误差
噪声 + 失真	$\varepsilon_{\text{N+D}}$	0.0008	% FS	噪声 + 失真 % FS
D-A 转换误差	$\varepsilon_{\text{D-A}}$	0.01303	% FS	$\varepsilon_{\text{INL}} + \text{RSS 其他}$
数据重构条目				
参 数	符 号	值	单 位	注释（非阴影的：输入的值； 阴影的：计算的结果）
重构器类型	恢复	B	D、R 或 B	重构电路类型（D = 直接型 D-A 转换， R = 单极点 RC，B = 三阶巴特沃斯滤波器）
插值器极点数	N	3	点	0：直接型 D-A 转换 1：单极点 RC 3：巴特沃斯
内插采样点误差	$\varepsilon_{\Delta V}$	0.0004	% FS	内插采样点误差
平均内插器误差	$\varepsilon_{\text{interp}}$	0.1150	% FS	插值器误差
重构系统误差	$\varepsilon_{\text{recov}}$	0.1280	% FS	$\varepsilon_{\text{interp}} + \text{RSS } (\varepsilon_{\text{D-A}} + \varepsilon_{\Delta V})$
截止频率	f_{cr}	3000	Hz	内插滤波器截止频率

7.2 气流测量中的误差传递

图 7-3 描述了应用在涡轮机制造中确定叶片内部的气流量的测量流程，根据设

计需要，对工件热传导和扇叶筛检是很必要的。一个更好的评估方法是用基础几何学里叶片有效的流面积来描述叶流量。这种测量方法的具体操作由解析式（7-1）和式（7-2）所描述，其中不可控的空气密度 ρ 以比值的形式出现，并影响具有单独密度的气流的测量。根据已知的参数和在表 7-2 中定义的压力测量，该方法有效地定量确定了工件空气流。这种空气流处理机制由两个指定气流容量的气室和 4 组压力测量设备组成。本章附录描述了这种方法解析式的推导形式。

在实践中，采用两次测量，利用恒定量和可测量就能确定工件流面积。气腔里面的气流被调和在一起以应对 $P_0 - P_0$ 的皮托停滞压力，从而获得气腔内部气流速度比 V_{p1}/V_{r1} 。然后将这些量与计量值 P_{r1} 、 P_{atm} 和压差值 $P_{p1} - P_{r1}$ 结合在一起，置于气腔气流比中，就可以通过式（7-2）得到空气密度独立工件流动面积 A_{p2} 。式（7-3）描述了多传感器误差传递，由解析过程式（7-1）、式（7-2）和表 7-3 一起来确定。在这个两次顺序测量的例子中，工件流面积误差来源于 4 个独立的压力传感器测量仪器误差的运算传递，又因为两次测量之间没有相关性，所以误差都被加在一起^[1]。

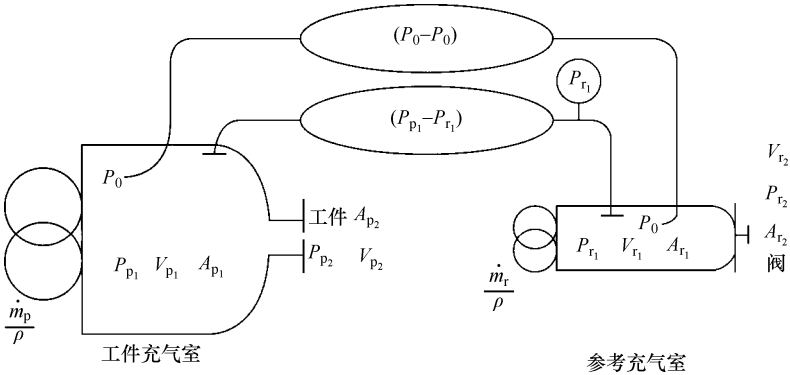


图 7-3 工件气流测量过程

表 7-2 气流过程参数表

已知的气流过程参数			测量的气流过程参数		
符 号	单位	描 述	符 号	单位	描 述
$\frac{\dot{m}_r}{\rho}$	$\frac{\text{ft}^3}{\text{min}}$	参考充气室体积流量	A_{p2}	ft^2	工件有效流面积
A_{r1}	ft^2	参考充气室入口面积	$P_{p1} - P_{p2}$	lb/ft^2	工件—参考充气室压差
V_{r1}	$\frac{\text{ft}^3}{\text{min}}$	参考充气室入口速度	P_{r1}	lb/ft^2	参考充气室计量压力
A_{p1}	ft^2	工件充气室入口面积	$P_0 - P_0$	lb/ft^2	参考工件充气室压力平衡滞压
ρ	$\frac{0.697\text{E}-6 \text{ lb}-\text{min}}{\text{ft}^4}$	标准温度和压力下的空气密度	P_{p2}	$P_{atm} \text{ lb}/\text{ft}^2$	工件充气室出口压力

表 7-3 仪器误差算法传播

仪器误差	算法操作	误差影响
$\overline{\varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS}}$	加	$\overline{\Sigma \varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS}}$
	减	$\overline{\Sigma \varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS}}$
	乘	$\overline{\Sigma \varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS}}$
	除	$\overline{\Sigma \varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS}}$
	能量函数	$\overline{\Sigma \varepsilon_{\text{mean}} \% \text{FS} \times \text{指数值} }$
$\varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma}$	加	$\text{RSS} \varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma}$
	减	$\text{RSS} \varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma}$
	乘	$\text{RSS} \varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma}$
	除	$\text{RSS} \varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma}$
	能量函数	$\text{RSS} \varepsilon_{\% \text{FS}1\sigma} \times \text{指数值} $

经过第一次测量，得到了均衡的皮托压力 ΔP_0 ，可以用来定义伯努利方程，即式 (7-1)。这种压力测量的算法影响是由式 (7-3) 中第一个序列的静态平均加上单个 RSS 误差项的总和来表示的。第二次测量是由式 (7-2) 定义的，它的算法误差传递是由式 (7-3) 中静态平均加上单个 RSS 误差项表示的 P_{r1} 、 P_{atm} 和 $P_{p1} - P_{r1}$ 通过算术操作来获得的。对于式 (7-3) 中第一次测量，只有皮托管驻点压差 $P_0 - P_0$ 被当作算法误差传递出去。在接下来的第二次测量，工件气腔入口面积 A_{p1} 、空气密度 ρ 和参考气腔入口速度 V_{r1} 都是常量，不会以传播误差的形式出现。然而，二次方根指数通过绝对值的形式影响了包含在式 (7-2) 中的 3 个压力测量的误差。由以上方程表述的 4 个独立 9bit 精度的压力测量相应组合在一起，实现了 8bit 精度的工件流面积。式 (7-4) 为 4 个压力测量中每一个都定义了测量误差 $\varepsilon_{\text{sensor}}$ ，其包括了根据前面内容描述的方法在主机数据总线上的信号调理数据转换误差。

$$\Delta P_0 = \left(P_{p1} + \frac{1}{2} \rho V_{p1}^2 \right) - \left(P_{r1} + \frac{1}{2} \rho V_{r1}^2 \right) \quad P_0 \text{ 平衡数列} \quad (7-1)$$

$$A_{p2} = A_{p1} \left[\frac{\rho - 2(P_{p1} - P_{r1})/V_{r1}^2}{\rho + 2(P_{r1} - P_{\text{atm}})/V_{r1}^2} \right]^{1/2} \quad \text{工件流面积} \quad (7-2)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\Delta P_0} + \varepsilon_{A_{p2}} &= \{ \overline{\varepsilon_{\text{mean} \Delta P_0} \% \text{FS}} + \varepsilon_{\Delta P_0} \% \text{FS}1\sigma \} \quad \text{第 1 次测量} \quad (7-3) \\ &+ \left\{ \left| \frac{1}{2} \right| \left[\overline{\varepsilon_{\text{mean} \Delta P_{p1-r1}}} + \overline{\varepsilon_{\text{mean} P_{r1}}} + \overline{\varepsilon_{\text{mean} P_{\text{atm}}}} \right] \% \text{FS} \right. \\ &+ \left. \left| \frac{1}{2} \right| \left[\varepsilon_{\Delta P_{p1-r1}}^2 + \varepsilon_{P_{r1}}^2 + \varepsilon_{P_{\text{atm}}}^2 \right]^{1/2} \% \text{FS}1\sigma \right\} \quad \text{第 2 次测量} \\ &= \{ 0.1 \% \text{FS} + 0.1 \% \text{FS}1\sigma \} \quad \text{第 1 次测量} \\ &+ \left\{ \left| \frac{1}{2} \right| \left[\overline{0.1} + \overline{0.1} + \overline{0.1} \right] \% \text{FS} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \left\{ \frac{1}{2} \left[0.1^2 + 0.1^2 + 0.1^2 \right]^{1/2} \% FS 1\sigma \right\} \quad \text{第 2 次测量} \\ &= \overline{0.25 \% FS + 0.186 \% FS 1\sigma} \quad \text{8bit 精度} \\ &\varepsilon_{\text{sensor}} = \overline{0.1 \% FS + 0.1 \% FS 1\sigma} \quad \text{9bit 精度} \end{aligned} \tag{7-4}$$

7.3 同质和异质传感器融合

前面的章节已经讲述了用于并行和顺序数据采集应用的仪器系统设计的综合误差模型。本节讨论同质和异质的多传感器融合结构在决策和控制中的应用。声纳信号处理，如图 7-4 所示，说明了同质传感器融合的基础要素。假设采用单传感器不能检索所测属性，也不能减少不确定性，那么同质传感器的融合能够利用冗余传感器的信号调理进行降噪，其结果显示合并的数据。由于随机噪声是声纳信号不确定性的主要来源，其传感器具有唯一的标称平均误差，将冗余信号平均化是有益的，图 7-4 中的算术求和不包括占主导地位的平均误差。每个传感器的误差在除以组合传感器数目的二次方根之后可以得到改善。然而，由非最小平均误差传感器进行同质传感器融合显然不是一个可行的信号调理方法。

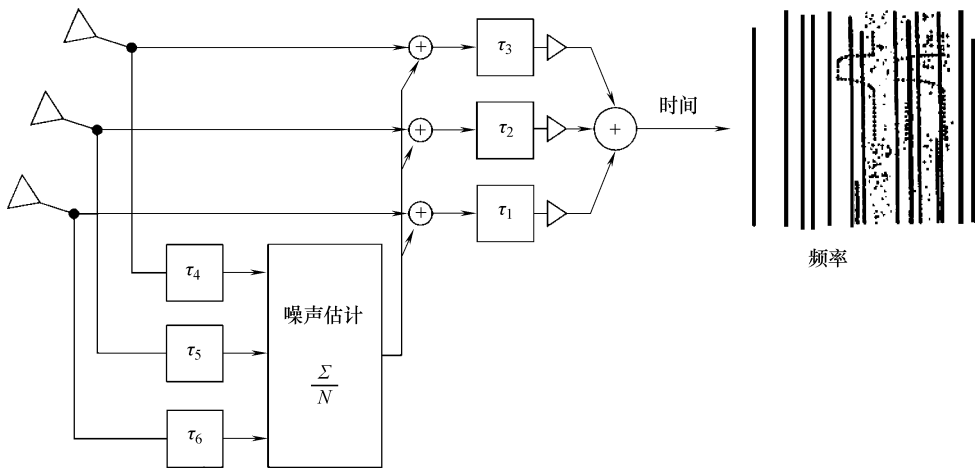


图 7-4 声纳同质传感器融合

异质多传感器数据允许集成来自独立信息来源的非重叠信息，用来进行特征识别和数据表征，而这些都是无法用单一传感器来实现。过程自动化系统是多变量的信息结构，其可利用物理设备范围之外的数据属性。现代航空航天复合材料的制造可以作为一个传感器定向目标融合和基于规则的定性控制并检验产品性能的例子。通过定性推理可知，这种架构克服了传统规范的高压复合材料用增大温度和压力控制变量进行固化的局限性，如图 7-5 所示。

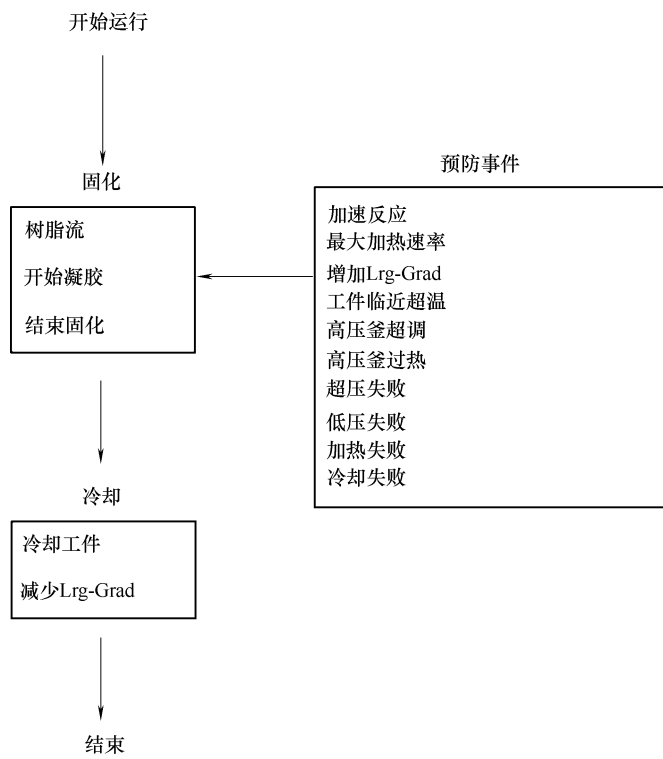


图 7-5 高压釜加工基本规则

嵌入到层压板中的热电偶所测的温度梯度要与产品固化凝胶方式嵌入层压板的电介质阻抗测量相一致，这作为一项配套标准用来防止破坏性的过度硬化。由于传感器的融合，在电介质阻抗中对关键的结束固化凝胶步骤的检测程度大大降低了，只有在 100Hz 的激励频率范围以上、层压板温度 350°F 或更高时这种程度才明显，如图 7-6 所示。伴随上述方法产生的相关误差可以通过表 7-3 中给出的运算来计算，并且要考虑测量仪器通道的平均误差和 RSS 误差。需要注意的是，不管控制的复杂度如何，任何系统的控制精度都会比端到端测量仪器相关误差的范围要大。

鉴于环境污染和故意污染事件不断导致的人类健康问题，在线面向毒性监测的流域监测预警系统受到越来越多的关注。人们更加关注于流域内毒性污染源的检测，因为一旦检测到污染，就可以立即在上游处关闭水闸，进行整治。然而，基于电化学的对所有可能污染物进行定量实时测量目前还不切实际，替代传感器的方案是寻找可以暴露在有毒污染物中的并可以观测的水生生物。淡水双壳蛤就是一种很好的观测水生动物，当水质受到污染时，它就会减少蛤壳的开合或者合上蛤壳来尽量减小水质对自身机体的影响，它这种对水质的广谱污染程度的应激反应可以被用来对水质进行监测。一盘 30 个淡水双壳蛤就能有效地提供统计样本，只需将磁性

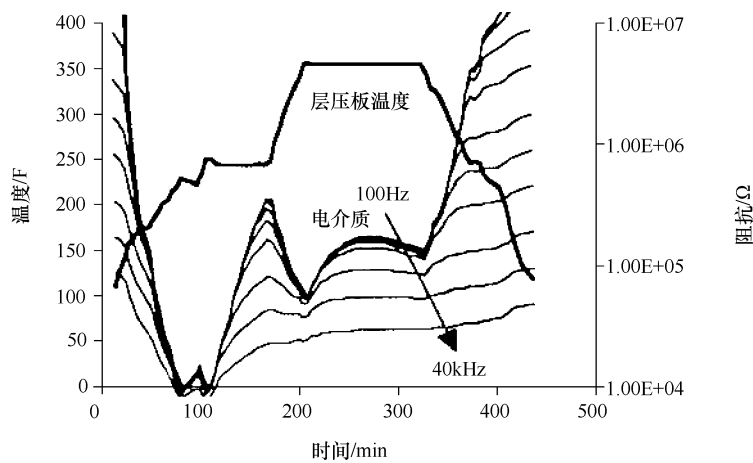


图 7-6 高压釜异质传感器融合过程

开关连接到每个壳进行测量。同时，由于流域中自然存在的水生跳蚤和其他生物可以为双壳蛤提供饲料，因此可以做到无人值守监控。

许多流域进水口很偏远，没有电力接入也没有有线和移动通信服务。图 7-7 中描述了一个独立的远程遥测预警系统，包括从异质传感器融合中获得的数据、从一个双壳类生物传感器与 YSI 6820 型环境传感器探头处获得水的温度、溶解

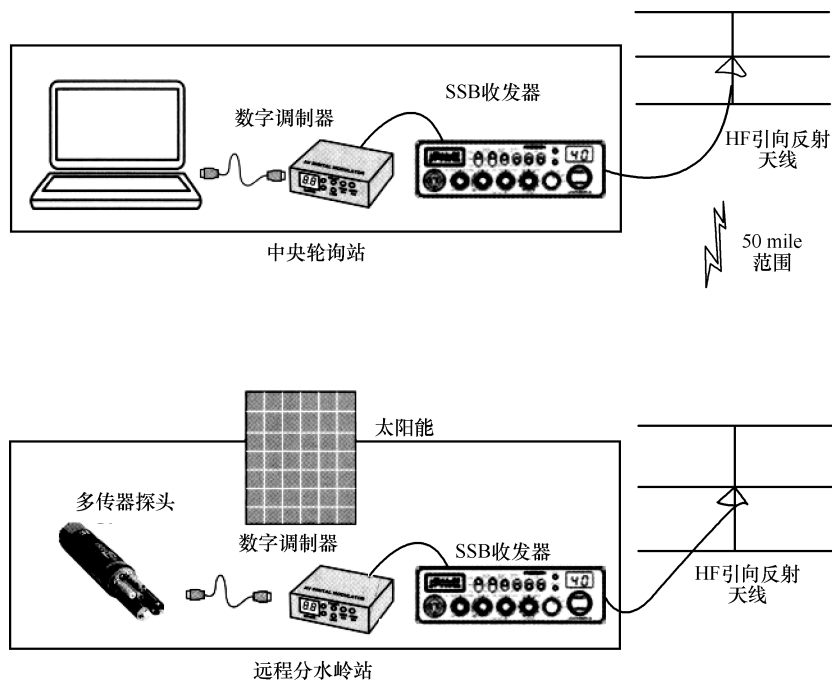


图 7-7 集水区毒性生物环境传感器融合

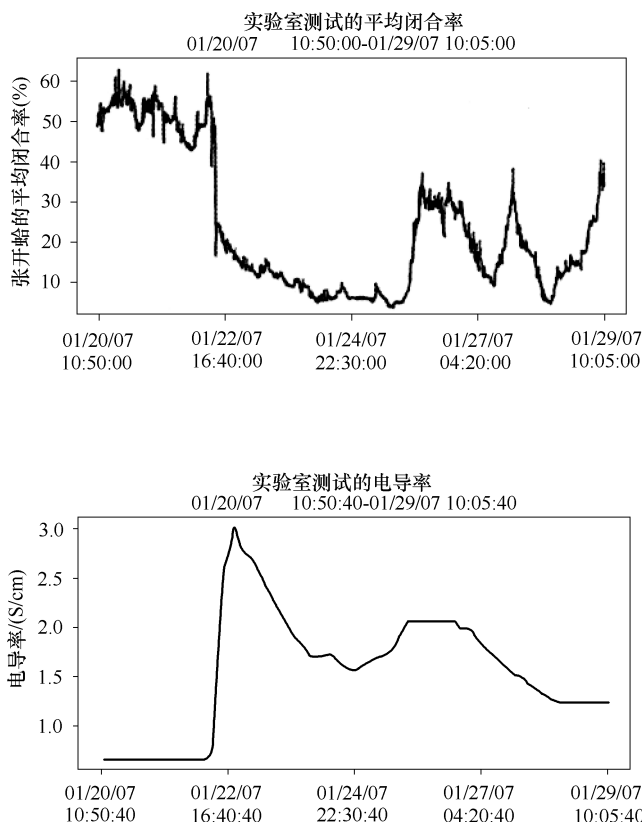


图 7-7 集水区毒性生物环境传感器融合 (续)

氧、电导率、pH 值、浊度等测量值。利用太阳能供电，30MHz 的高频测试系统可以显示上游 50mile 范围在一周内盐分的增加量。值得注意的是双壳蛤的闭合程度与盐水电导率的增加是同步关系。图 7-8 给出了在无人机上实现的传感器融合的航空电子架构，通过异质多传感器数据的整合应用，可以感知操作环境和物体的变化，能够最大程度识别物体形态。通过将相关传感器数据的特点与假设相结合，上述目标可以更好地实现，通过对操作过程的优化可以解决效率问题。相关联的分层子进程体系结构的一个显著优点在于，在更广泛的过程自动化应用中其具有通用性和适用性，接下来的章节将会予以描述。当更关注于控制，需要减小未建模过程的干扰和控制失调时，实际的组成部件就应该包括提供理想子过程状态的前馈控制方向的决策方案。通过这些组成部件就可以克服获得可靠的过程测量和精确的控制变量所遇到的困难，否则没有可靠的过程测量将只能依赖模棱两可的过程数据，而没有精确的控制变量将可能受到其他过程参数的影响。

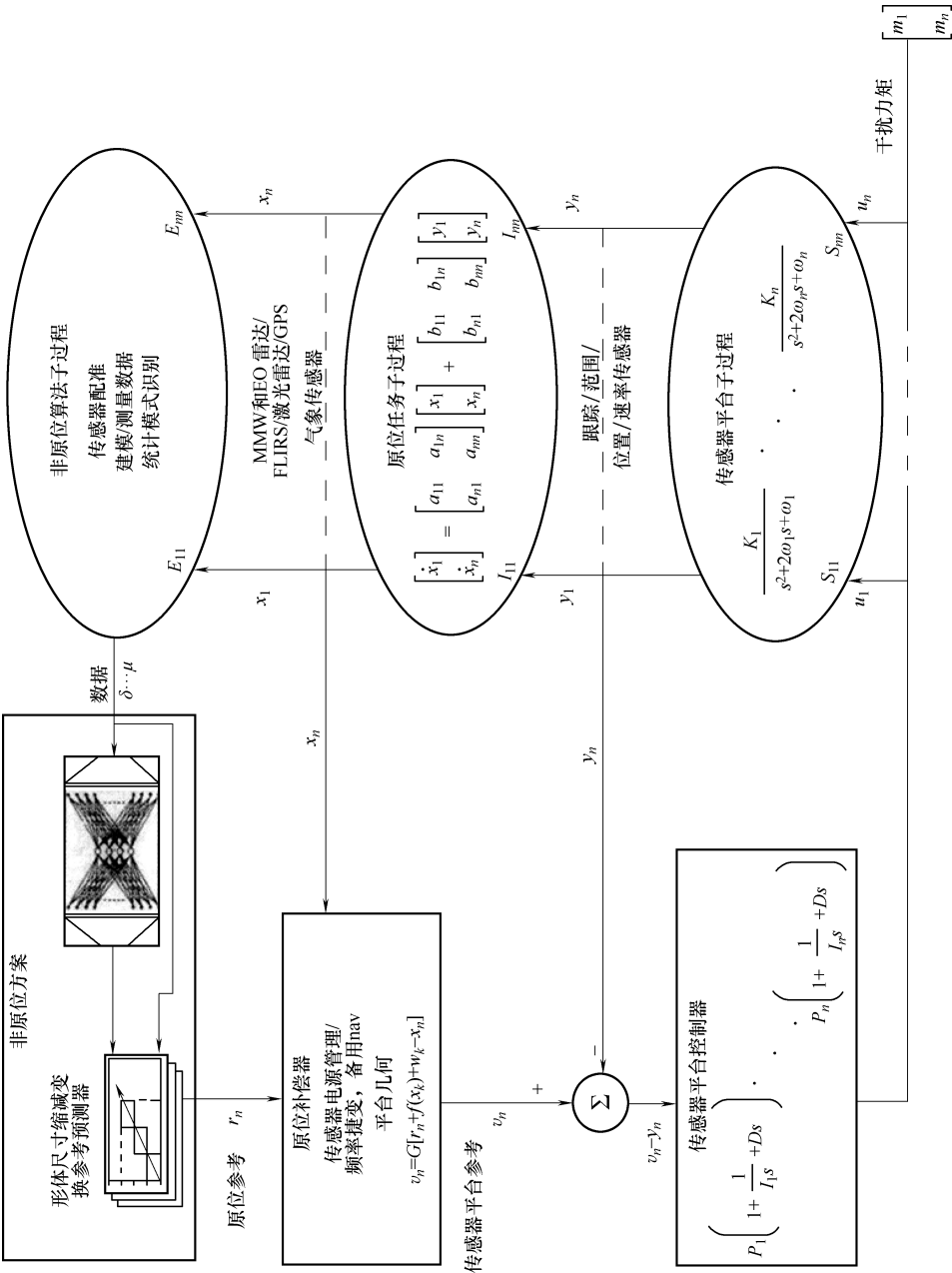


图 7-8 UAV 航空电子传感器融合构架

7.4 仪器集成和接口

技术的演进和经济的影响已经联合在一起来定义多传感器仪器系统的整合了。从 1820 年检流计的发明至今，电气测量已经发展了近两个世纪。为满足现代测量和激励需要，存在 4 个不同的测量仪器类别，如图 7-9 所示。它们分别是专用的离散测量系统、遥感遥测、多功能虚拟仪器、用于采集过程特征的分析仪器。本节介绍这些类别的内容，包括它们的总线和网络接口。

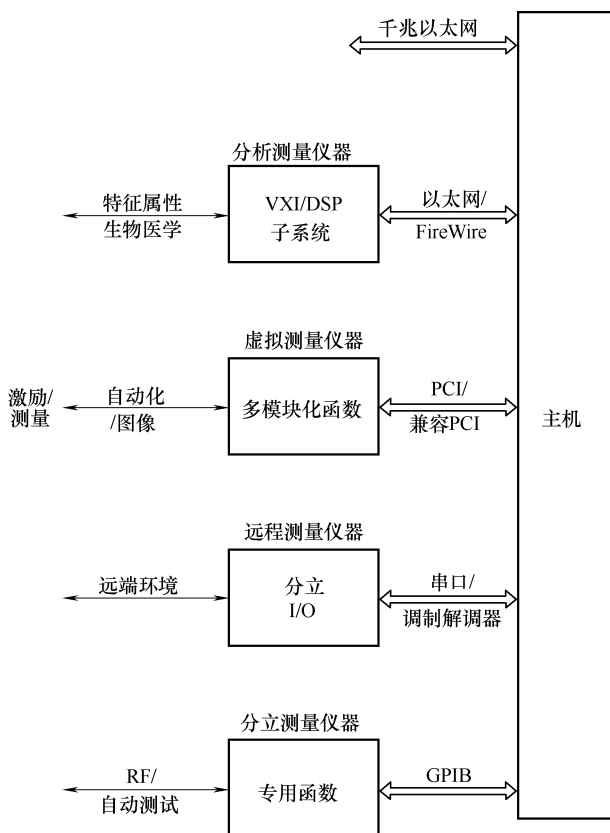


图 7-9 测量仪器类别和接口

在实践中，现有的总线结构的多样性可以用来界定 4 种仪器类别。图 7-10 介绍了基本的计算机总线接口。零级总线定义了组件间的板级连接属性和连接到数字设备的特定信号。一级专用总线，如 ISA 总线，提供缓冲子系统外围组件接口协议，包括调节信号传输延迟的协议。二级系统总线，如 PCI 外围组件互连总线结构，提供全面总线控制服务，包括仲裁和并发操作管理。三级并行总线外围扩展了一级总线，包括通用接口总线（GPIB）和小型计算机系统接口（SCSI）总线。四

级串行总线，在总线系统中有最长的结构，其范围包括早期的标准如 RS-232C 到通用串行总线（USB）。五级视频总线通常仅限于 AGP 显示端口。

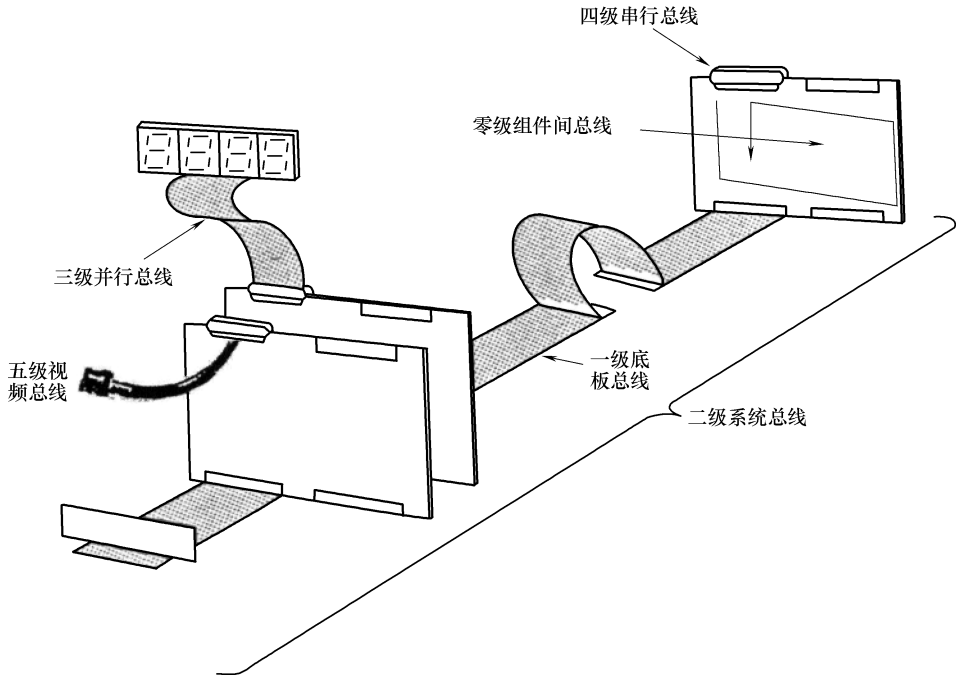


图 7-10 基本计算机总线接口

惠普公司（Hewlett-Packard）设计的 GPIB 是在高干扰环境下（包括微波频率）应用的一种高可靠性的网络化测量仪器互连结构。这种并行总线可以用 16 条信号线连接 15 个测量仪器及它们的控制器（16 条信号线分为 8 条数据线和 8 条控制线），如图 7-11 所示。通信控制程序在数据交换之前进行初始化，数据交换会指定发送和接收端口。GPIB 中没有地址线，取代地址线的是 3 条数据传输线和 5 条管理总线。在操作中，当 ATO 为高时，所有的测量仪器必须监听 DIO 线上的信号，而当 ATN 为低时，只有指定的测量仪器可以进行通信。通过一台主机对所有类型的测量仪器进行外部数据交换，此过程采用千兆以太网完成，并使用 PAM 编码、网格纠错和基于 DSP 实现的信号均技术来增强性能。

基于计算机的自动测试设备（ATE）已经发展成为利用并行总线将分立的测量仪器连接成复杂的测试系统，用于对复杂电子系统的测试验证。这些测试系统采用了 IEEE 标准软件简化测试语言（ATLAS），并使用常见的脚本语言包括 C++ 来进行测试执行。这些测试系统经常用在军用飞机选择飞行路线所用的电子系统插件评估的测试中。经过比较，遥感仪器种类更是多种多样，应用范围从远程环境监测，如图 7-7 所示，到图 1-24 所示的卫星辐射计。此外，IEEE 1394 FireWire 串行总线

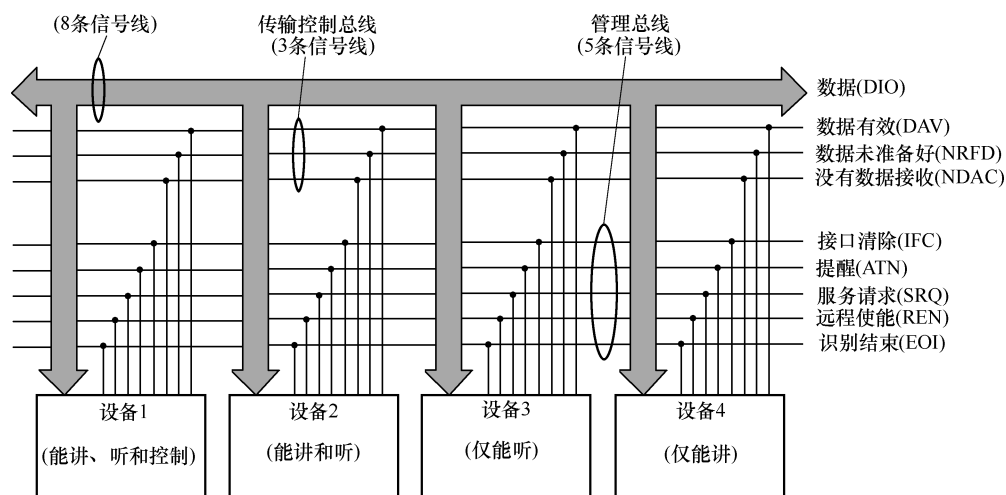


图 7-11 GPIB 并行总线架构

可提供高达 400Mbit/s 的点对点宽带连接，但是互连距离被限制在 15ft 内。FireWire 接口如图 7-9 所示。

外围组件互连 (PCI) 是一种由英特尔公司推出的 64bit 字长通用处理器独立的计算机总线结构，如图 7-12 所示，其传输速率可达 66MHz，相当于 4Gbit/s。其连接的总线设备都没有专门的内存地址分配，而是在上电时通过 BIOS 闪存配置。

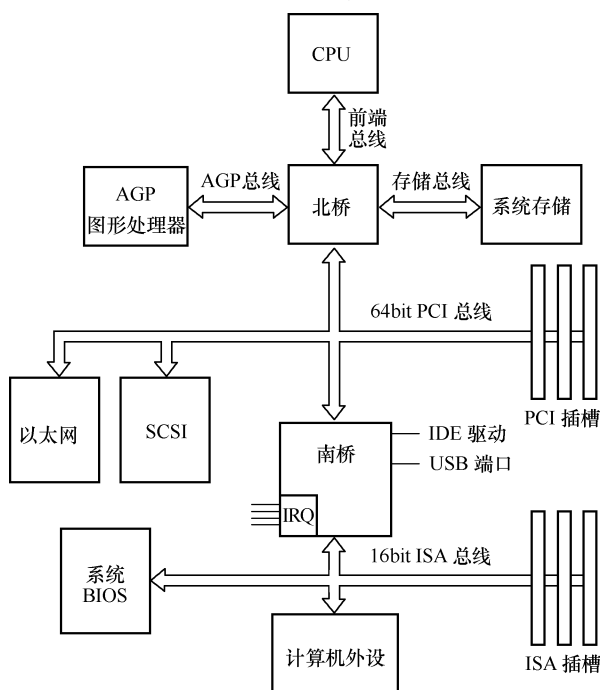


图 7-12 PCI 总线结构示例

采用节能反射波逻辑开关，只需要一半的逻辑电平电压激励就可以完成。总线桥扩展器采用 PCI 总线之间分离段和其他总线如 ISA 总线进行操作，并允许同时总线操作。随着桥接的增加，支持的 PCI 总线可达 256 个。每一个桥接最多可承载 256 个外设。Compact PCI 是一种工业硬化模块化类型的 PCI 总线，以 3U 或者 6U Euro-card 外型存在于稳健的嵌入式应用中。其应用包括通信服务器、工业电子和国防电子系统。132MB/s 带宽的 PCI 总线还支持对视频数据的操作，8MB/s 带宽的 PCI 总线则没有这个功能。

串行基带信号提供了外围设备和仪器系统到主机的绝大部分连接。局域网 (LAN) 具有不同的功能。例如，计算机局域网将包括通用异步收发 (UART) 终端设备在内的网络接入设备与主机和服务器结合在一起。图 7-13a 描述了这种结构。信源编码通常采用 RS-232C 标准，如图 7-13b 所示，一个全双工无调制解调器的连接在 1mile 的距离具有 600bit/s 数据速率。传输速率与距离的关系主要是由随距离的增加而增加的码间干扰来确定的。对于噪声方面，RS-485 为 UART 器件增加差分线路驱动器和接收器，其共模干扰允许数据速率在 1mile 的距离达到 1kbit/s，并且每端口多达 32 个可寻址的通信节点，其连接关系如图 7-14 所示。高性能 USB 端口整合外围接口时的数据速率为 12Mbit/s，最多支持 127 个外设。通过总线控制器，USB 是将数据包与自动外围设备进行交换的轮询总线。但 USB 集线器到外围距离被限制在 15ft 以内。

公共网络如以太网是依赖于外部网络访问的。以太网是目前全球具有 100Mbit/s 传输性能并允许用双绞线、同轴电缆和光纤介质连接的通用网络。它的载波侦听多路访问和冲突检测 (CSMA/CD) 数据链路层协议使以太网变得简单而有效。双绞线以太网 (10Base T) 支持 10Mbit/s 传输率，而光纤介质以太网 (100Base FX) 支持数据速率可达 100Mbit/s。以太网采用总线拓扑结构，每个端口拥有一个 48bit 的全世界独一无二的地址，数据包格式允许数据包长度的范围从 512bit 到 1512B。千兆位以太网 (1000Base T4) 在前面已经介绍过。

诸如图 1-22 的例子和接下来的章节中描述的过程自动化应用，这些虚拟和分析测量仪器系统的发展促进了工业应用的专门局域网的形成，基金会现场总线 (Foundation Fieldbus) 和控制器局域网络 (CAN) 说明了这一点。现场总线提供了 31.25kbit/s 数据速率和范围 1mile 的双绞线连接，并允许通过同一双绞线对远程设备进行充电。CAN 可用于车载汽车电子方面。然而由于它同时具备 125kbit/s 的低速数据速率特性和 1Mbit/s 高速数据速率特性，而且它支持的传输距离可以扩展到 1640ft，因而扩大了它的应用性。过程仪器和控制系统经常受益于点到点的直接通信，点到点的通信不需要与主机进行交互，埃施朗公司 (Echelon Corporation) 提出了这样的局域操作网络 (LON) 协议 LonWorks。LonWorks 采用串行分组数据并通过双绞线交换，数据率在 4000ft 时为 78kbit/s，在 400ft 时为 1.25Mbit/s。

图 7-14 描述了能够为局部过程部件定制性能的远程独立 I/O 子系统。它采用片上可编程运算，利用由 8155 个随机存取存储器 (RAM) 实现共享的先入先出

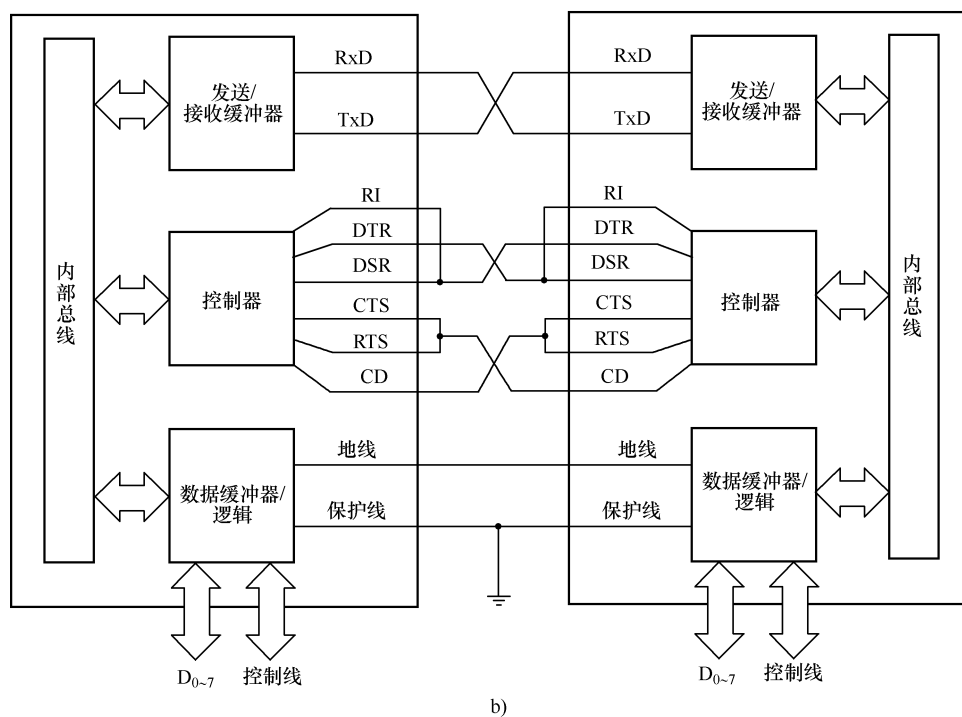
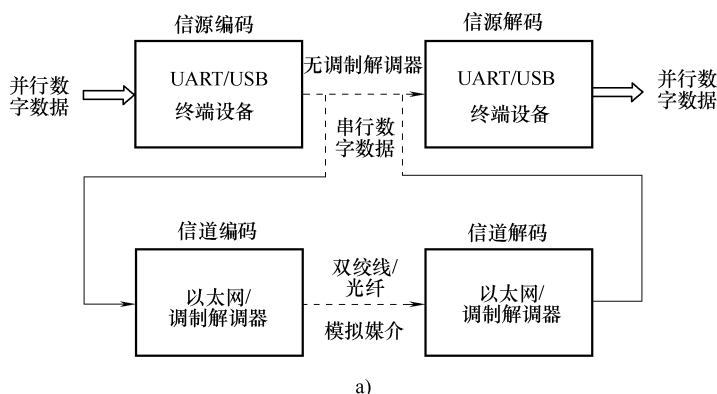


图 7-13 串行总线网络（图 7-13a）和无调制解调的 RS-232C（图 7-13b）

（FIFO）缓冲区来驱动数据传输。通过串行数据链路交互耦合到中央计算机中。这种结构可以很好地使主机从产生所有 I/O 时序和控制信号的重担中释放出来。远程独立 I/O 操作是由自带的定时器启动的本地中断驱动服务程序激活的。一个完整的周期内可以通过缓冲区从主机获取当前的 D-A 转换输出数据。然后，经 A-D 转换和存储通过缓冲器的输入信号，也可以将其发送。图中的控制/状态字提供了主机和远程 I/O 子系统之间的同步。当主机空闲可以接受新的数据时，它会设置 CTS 数据标志并通过 RS-485 串行数据链路连接的半双工 8255 UART 口去启动数据传输。

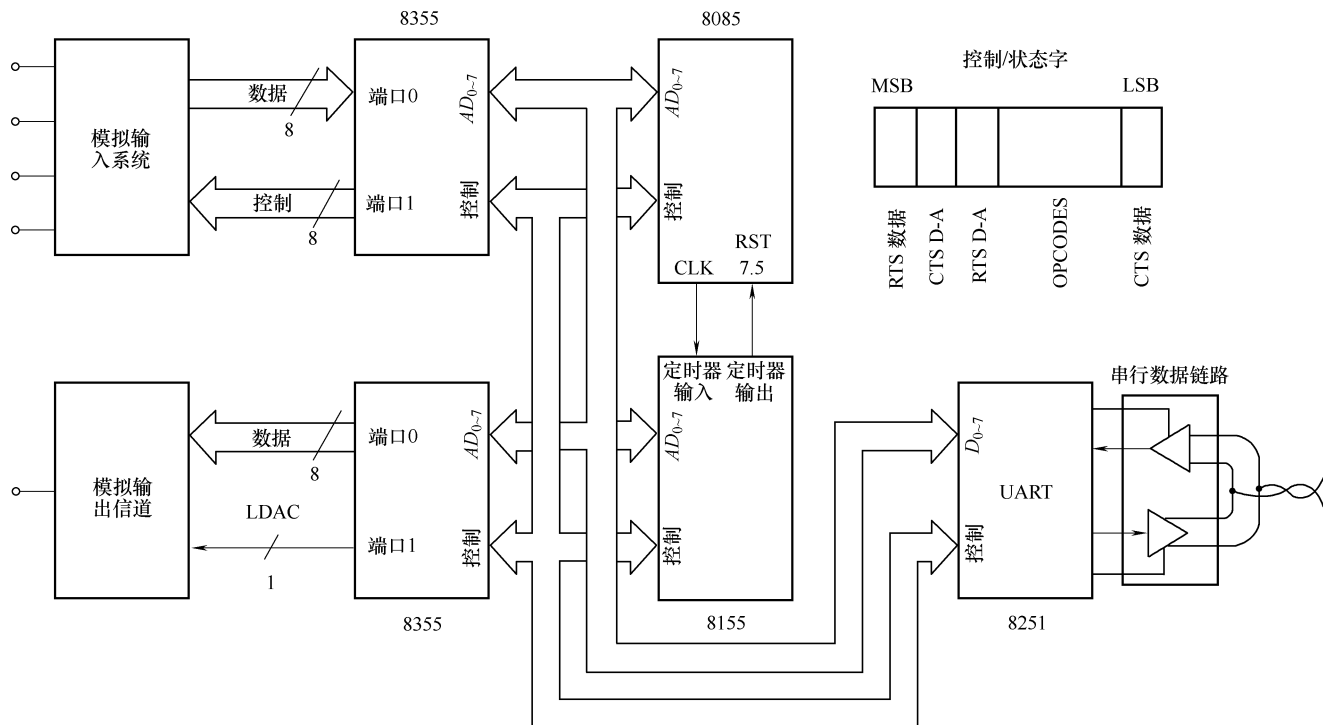


图 7-14 远程独立的 I/O 子系统

7.5 习题

一个 SETI[⊖]生物空间探针遥感勘测通道输出 1V (p-p)，带宽频段从直流到 1kHz 的模拟谐波信号，可以被采样成数字信号。针对这个信号设计了两个数据转换和恢复系统（见图 7-15、图 7-16），以对数据转换方式进行对比，不包括传感器和信号调理因素。为图中的 A 系统模块和 B 系统模块计算将所有组件模块贡献的误差都考虑在内的全面的端到端误差，并分别计算 1sigma 和 6sigma 的误差范围。两个系统的恢复信号幅值 V_o 是 10V (p-p)。

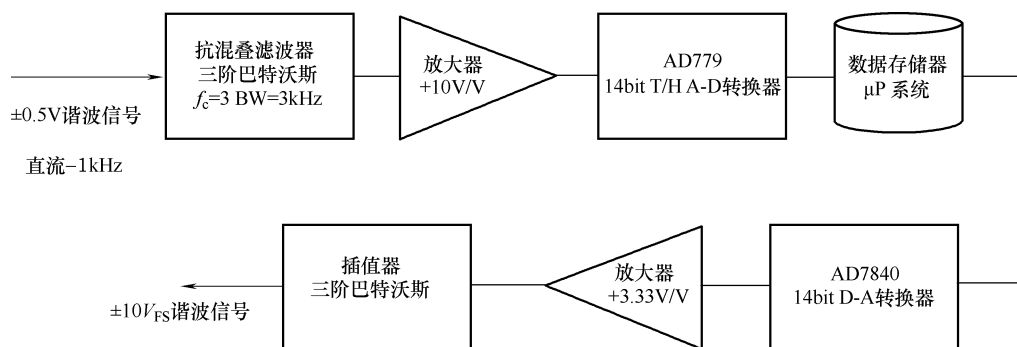


图 7-15 设计习题 A：空间探针遥测转换/恢复系统

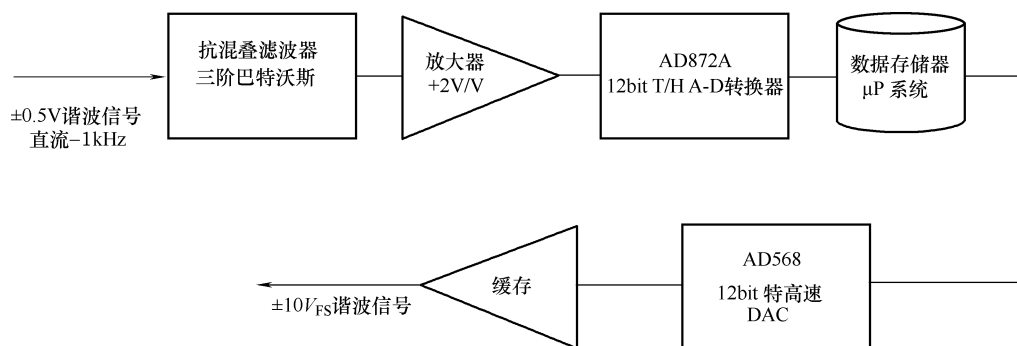


图 7-16 设计习题 B：空间探针遥测转换/恢复系统

7-1. 系统 A（见图 7-15）。将滤波器的输出用 $50f_s/BW$ 插值以最小化噪声混叠和 sinc 衰减。其中用到了 AD779、AD7840 数据转换器和 OP177 运算放大器。

7-2. 系统 B（见图 7-16）。直接 D-A 转换输出， $5000f_s/BW$ 的插值，采用了 AD872、AD568 数据转换器和 OP177 运算放大器。

⊖ SETI 即 Search for Extra-terrestrial Intelligence，搜寻外星智能。——译者注

7-3. MBE（分子束外延机，见图 7-17）用于生产多层薄膜的光学和电子器件。为了达到接近 1% 晶格匹配的薄膜生长质量，生产一般需要束源炉具有充分稳定的温度。例如在镓铝砷（GaAlAs）的生产中，持续时间是单元流量大小的函数，

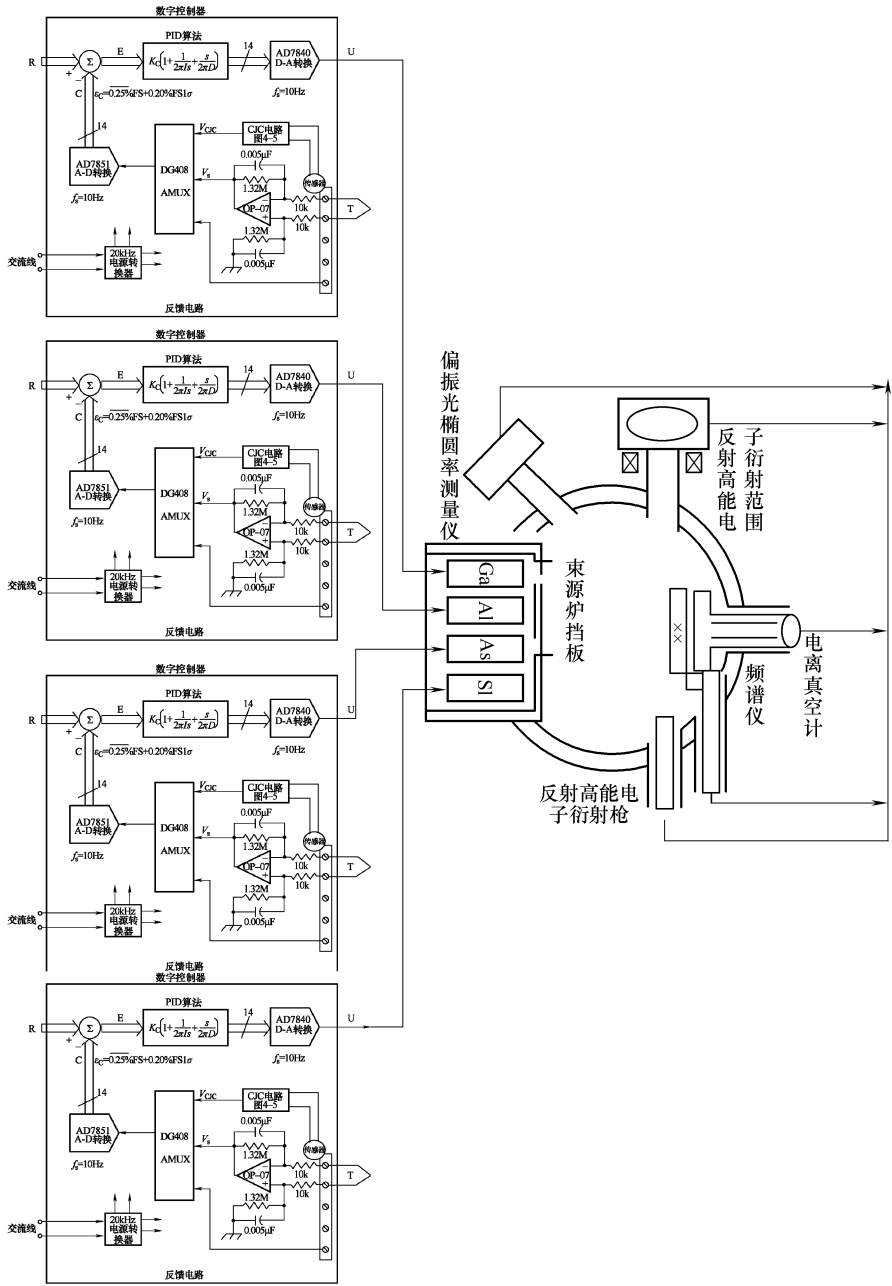


图 7-17 MBE

典型情况下，可以同时打开多达3个扇叶，使得持续时间可以增加1~5h。

要注意的是，这个习题里与图8-2相关的示例热过程控制器的参数，是对每个闭环MBE束源炉的描述。请标出以单元控制回路的复合材料为代表的多传感器体系结构，并计算影响薄膜生长稳定性的3个单元的综合温度误差，应用表格7-3计算它们的误差传递。

7.6 附录

方程1

为参考气室提供入口 V_{r1} 的连续性方程：

$$\dot{m}_r = \rho A_{r1} V_{r1} = \rho A_{r2} V_{r2} \quad \text{参考气室}$$

$$\dot{m}_p = \rho A_{p1} V_{p1} = \rho A_{p2} V_{p2} \quad \text{工件气室}$$

$$\therefore V_{r1} = \frac{\dot{m}_r / \rho}{A_{r1}} = \frac{25 \text{ ft}^3 / \text{min}}{0.1724 \text{ ft}^2} = 145 \text{ ft/min}$$

方程2

调整 m_p/ρ 为入口 V_{p1}/V_{r1} 平衡气滞 P_0 ：

$$P_0 = P_{p1} + \frac{1}{2} \rho V_{p1}^2 \quad \text{总工件气压}$$

$$P_0 = P_{r1} + \frac{1}{2} \rho V_{r1}^2 \quad \text{总参考气压}$$

$$\therefore P_{p1} - P_{r1} + \frac{1}{2} \rho (V_{p1}^2 - V_{r1}^2) = 0 \quad \text{平衡 } P_0$$

$$\frac{V_{p1}}{V_{r1}} = \sqrt{1 - \frac{2(P_{p1} - P_{r1})}{\rho V_{p1}^2}} \quad \text{进气速度比}$$

方程3

伯努利方程确定工件出口 V_{p2} ：

$$P_0 = P_{p2} + \frac{1}{2} \rho V_{p2}^2 \quad \text{进气 } P_0 \text{ 常量}$$

$$V_{p2} = \sqrt{\frac{2(P_0 - P_{\text{atm}})}{\rho}} \quad \text{其中 } P_{p2} = P_{\text{atm}}$$

方程4

为 $\dot{m}_p/\dot{m}_r$ 提供标识的出口 V_{p2}/V_{r2} 和连续性方程：

$$\begin{aligned} \frac{V_{p2}}{V_{r2}} &= \frac{V_{p1}}{V_{r1}} \frac{A_{p1}}{A_{p2}} \frac{A_{r2}}{A_{r1}} \\ &= \frac{\dot{m}_p / \rho}{\dot{m}_r / \rho} \frac{A_{r2}}{A_{p2}} \quad \text{连续方程等式} \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{\dot{m}_p/\rho}{\dot{m}_r/\rho} = \frac{A_{p1}}{A_{r1}} \cdot \sqrt{1 - \frac{2(P_{p1} - P_{r1})}{\rho V_{r1}^2}}$$

方程 5

用鼓风机增压比合理地定义工件流动面积的连续性方程：

$$\begin{aligned} A_{p2} &= \frac{\dot{m}_p}{\rho} \frac{1}{V_{p2}} \frac{\dot{m}_p/\rho}{\dot{m}_r/\rho} \\ &= \frac{\dot{m}_p}{\rho} \frac{1}{\sqrt{2 \left[\left(\frac{1}{2} \rho V_{r1}^2 + P_{r1} \right) - P_{atm} \right]}} \frac{\dot{m}_p/\rho}{\dot{m}_r/\rho} \\ &= \frac{\dot{m}_p}{\dot{m}_r} \frac{1}{\rho} \frac{1}{\sqrt{V_{r1}^2 \frac{2(P_{r1} - P_{atm})}{\rho}}} \end{aligned}$$

方程 6

与气体密度无关的工件流面积：

$$\begin{aligned} A_{p2} &= \frac{A_{p1}}{A_{r1}} \sqrt{1 - \frac{2(P_{p1} - P_{r1})}{\rho V_{r1}^2}} \frac{\dot{m}_r}{\rho} \sqrt{V_{r1}^2 + \frac{2(P_{r1} - P_{atm})}{\rho}} \\ &= \frac{A_{p1}}{A_{r1}} \frac{\dot{m}_r/\rho}{V_{r1}} \sqrt{\frac{\rho \frac{2(P_{p1} - P_{r1})}{V_{r1}^2}}{\rho + \frac{2(P_{r1} - P_{atm})}{V_{r1}^2}}} \\ &= A_{p1} \sqrt{\frac{\rho - 2(P_{p1} - P_{r1})/V_{r1}^2}{\rho + 2(P_{r1} - P_{atm})/V_{r1}^2}} \quad \text{工件流面积证明} \end{aligned}$$

方程 7

开放的工件气室极限的论证：

$$\begin{aligned} A_{p2} &= A_{p1} \sqrt{\frac{\rho - 2(P_{atm} - P_{r1})/V_{r1}^2}{\rho + 2(P_{r1} - P_{atm})/V_{r1}^2}} \\ &= A_{p1} \sqrt{\frac{\rho - 2(P_{r1} - P_{atm})/V_{r1}^2}{\rho + 2(P_{r1} - P_{atm})/V_{r1}^2}} \\ &= A_{p1} \end{aligned}$$

参 考 文 献

1. Abernethy, R.B. et al., "Uncertainty in Gas Turbine Measurements." Pratt & Whitney and Arnold Engineering Develop. Ctr, AEDC-TR 73-5, February 1973.
2. Brockman, J.P., *Error Referenced Non-Redundant Sample Coding For Data Conversion Systems*, M.S. Thesis, Elect. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1986.
3. Dorsey, P.A., *Watershed Sensor Network Non-Line-Of-Sight Data Telemetry System*, M.S. Thesis, Elect. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 2007.
4. Garrett, P.H., "Advances in Low-Frequency Radio Navigation Methods," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-11, No. 4, July 1975, 562-574.
5. Garrett, P.H., "Vertical Path Guidance Computer," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-6, No. 4, July 1970, 450-454.
6. Garrett, P.H., *High Performance Instrumentation and Automation*, CRC Press, 2005.
7. Gini, M., *Intelligent Autonomous Systems 7*, IOS Press, 2002.
8. Hall, D.L., *Mathematical Techniques In Multisensor Data Fusion*, Artech House, 1992.
9. Hill, B.K., *High Accuracy Airflow Measurement System*, M.S. Thesis, Elect. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1990.
10. Lasorso, D.V., *Watershed Security Telemetry Network Protocol For Reliability Assurance*, M.S. Thesis, Elect. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 2009.
11. Peled, U., "A Design Method With Application To Prefilters And Sampling Rate Selection In Digital Flight Control Systems," Aeronautics Dept., Stanford University, 1978. Source: University Microfilms International, Ann Arbor, MI.
12. *Unmanned Aircraft Systems Roadmap 2005-2030 with Appendices*. Office of U.S. Secretary of Defense, Washington, D.C., 2005.

第 8 章 仪器过程决策与控制

8.0 简介

随着过程系统的复杂性日益成为测量仪器领域新的挑战，国际竞争力也突出地体现在基于过程系统的产品设计集成上。为了获得更多性能的提升，本章将关注集成了以计算机为中心的决策和控制能力的测量仪器过程系统。图 8-1 显示了在过程设计中采用新型传感器系统增加实时测量性能的流程。

过程自动化系统已经具有了很多理论和实践的积累。当代系统引入了过程设备设计中的反馈调节处理方法，以最大限度地减少过程偏差。考虑到系统的鲁棒性和通信效率，反馈调节通常采用比例积分微分（PID）控制器。传统的参考模型过程控制架构现在已经发展成一个更通用的 3 层决策子过程影响控制的架构，并开始应用于航空航天制造领域^[11]。一个很显著的特性是：由上层前馈方案输出参考给中层原位控制器，这与通过基层过程物理设备来调节是不同的。这样做的好处是过程方案执行可以将长时间常数干扰奇点降到最小，而以往的原位控制只能减小短时间常数处理失调。

本章的最后一部分介绍了一些经过证实的智能过程决策的例子，重点介绍了用于航空润滑油的生产过程控制的紫外准分子激光烧蚀过程。值得注意的是，激光控制器中应用操作领域的模糊逻辑建模代替了过程建模本身。

8.1 过程设备控制器的偏差和校正

现代自动化系统保留了过程设备内参数反馈调节的要求，这是因为过程参数和输出都是物理量。设备调节目前被集成为层次化过程架构的第一级，接下来将具体介绍，由分立的测量仪器和自动化器件组成的过程控制器系统，其偏差可以由对构成这些系统的器件参数规格进行测量和建模来进行定量估计。由此产生的设备误差分析可以预测出过程参数的偏差基准，这可以衡量对最终的产品质量的控制影响力。在这些实现中，大多数系统的实现采用了商业 PID 控制器来提升鲁棒性，进行传感器信号调理和实现通信功能。根据一些统计数据，大约有 1/3 的工业自动化系统缺乏闭环控制，只有加上 PID 控制器才可实现对过程数据的有效采集。

图 8-2 所示是一个具有代表性的欧陆（Eurotherm）公司 825 PID 控制器模型。其中采用了图 4-5 中的热电偶信号调理分析模块，用于给控制器的电子前端来获取

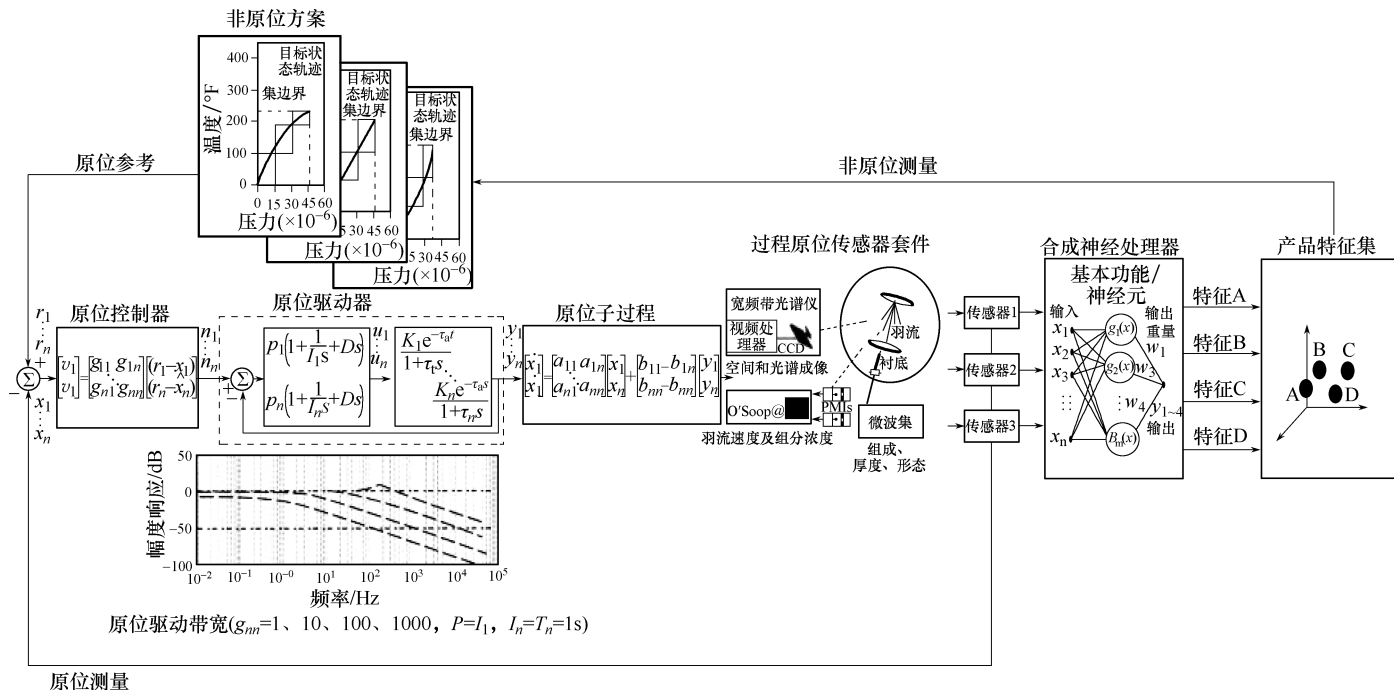
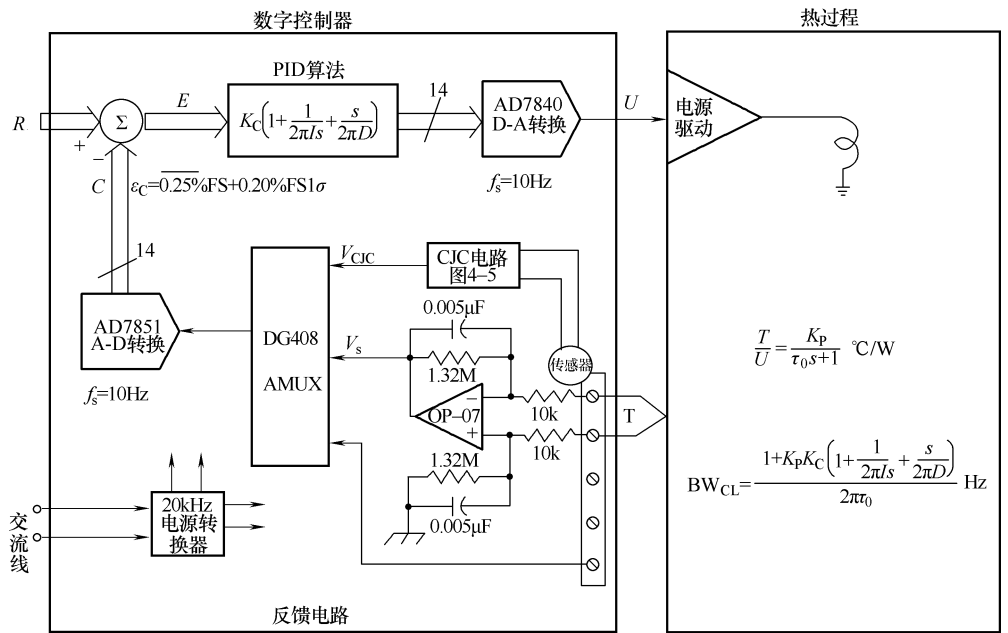


图 8-1 测量仪器过程决策和控制流程

遥感过程温度变量 T 。C 型热电偶后面接有 22Hz 的单阶预采样低通滤波器和一个 132 倍电压增益的差分仪器放大器，1800℃ 时，该放大器可以将送给数据转换器的输入信号幅度从 31mV 放大到 4.096V。



数字控制器测量仪器误差概要

元件	$\varepsilon\% \text{FS}$	备注
传感器	0.011	线性热电偶
接口	0.032	CJC 传感器
放大器	0.103	OP-07A
滤波器	0.100	信号调理
信号品质	0.009	60Hz ε_{coh}
多路选择器	0.011	平均传输误差
A-D 转换器	0.020	14bit 逐次近似
D-A 转换器	0.016	14bit 驱动输出
噪声混叠	0.000049	40mV@20kHz 下-85dB AMUX 串扰
sinc 函数	0.100	在 BW_{CL} 上的平均衰减
内插	0.174	从过程 τ_0 开始由 BW_{CL} 进行内插
ε_c	0.254%FS	$\Sigma \text{ mean}$
	0.204%FS	1 σ RSS
	0.458%FS	$\Sigma \text{ mean} + 1\sigma \text{RSS}$

图 8-2 过程设备控制器及其偏差

图 8-2 也包含了式 (8-1) 传递函数参数的一个主极点过程。当过程时间常数 τ_0 是已知时，式 (8-2) 可以用来计算重要的过程闭环响应的 -3dB 带宽。闭环带

宽也可以试探性地根据式 (8-3)，通过设定 R 值下的阶跃响应，控制变量 C ，然后绘制阶跃响应的上升时间来计算得到。

$$\frac{C}{R} = \frac{K_p K_c \left(1 + \frac{1}{2\pi I s} + \frac{s}{2\pi D}\right)}{1 + K_p K_c \left(1 + \frac{1}{2\pi I s} + \frac{s}{2\pi D}\right)} \left[\frac{\tau_0 s}{1 + K_p K_c \left(1 + \frac{1}{2\pi I s} + \frac{s}{2\pi D}\right)} \right] \tag{8-1}$$

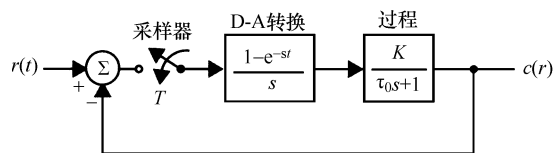
$$BW_{CL} = \frac{1 + K_p K_c \left(1 + \frac{1}{2\pi I s} + \frac{s}{2\pi D}\right)}{2\pi \tau_0} \text{Hz} \quad \text{闭环带宽} \tag{8-2}$$

$$BW_{CL} = \frac{2 \cdot 2}{2\pi t_r} \text{Hz} \quad \text{通用闭环带宽} \tag{8-3}$$

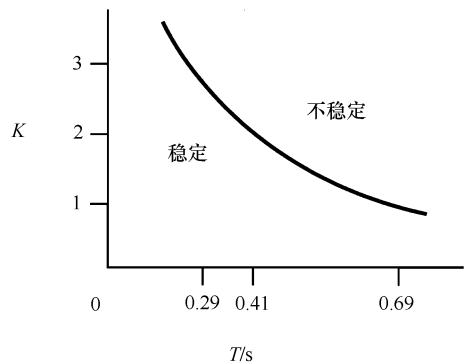
为了简化分析，用于校正控制回路的复合控制器、驱动器和过程增益 K 的乘积近似为 1。利用图 8-3，以过程时间常数是 1s 为例，就可以选择非调理稳定控制器的采样周期 T 为 0.1s。 z 变换传递函数的分母决定了 K 和 T 值对其解和 z 平面单位圆内边界的稳定性的共同影响。在时域内替换控制变量 $c(n)$ ，即可进行反变换得到单位阶跃激励下 10 个采样周期或 1s 内幅度为 10% ~ 90% 的上升时间值。式 (8-3) 中闭环带宽值大约接近 0.35Hz。表 8-1 定义了此示例中使用的符号。

表 8-1 过程设备控制器图例

符 号	单 位	备 注
R	℃	控制器设置点输入
C	℃	过程控制偏差
E	℃	控制器误差信号
K_C	W/℃	控制器比例增益
I	s	控制器积分时间
D	s	控制器微分时间
U	W	控制器输出驱动
s	rad/s	复变偏差
K_P	℃/W	过程增益
τ_0	s	过程时间常数
t_r	s	过程响应上升时间
BW_{CL}	Hz	系统闭环带宽
T	℃	过程传感偏差
V_{CJC}	mV/℃	冷结补偿
V_{0FS}	4.096 V_{pk}	满幅过程偏差值
V_s	V	过程偏差信号值



基本采样数据控制回路



$$\begin{aligned} \text{正向通路} &= \frac{1-e^{-sT}}{s} \cdot \frac{K}{s+1} \\ &= K \frac{(1-e^{-T})}{(z-e^{-T})} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{C(z)}{R(z)} &= \frac{\text{正向通路}}{1+ \text{正向通路}} \\ &= \frac{K(1-e^{-T})}{z-e^{-T}(1+K)+K} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C(z) &= \frac{K(1-e^{-T})}{z-e^{-T}(1+K)+K} \cdot \frac{z}{z-1} \\ &= \frac{(1-e^{-0.1})z}{(z-e^{-0.1}(2)+1)(z-1)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{C(z)}{z} &= \frac{(0.1)}{(z-0.8)(z-1)} \\ &= \frac{A}{z-0.8} + \frac{B}{z-1} \end{aligned}$$

$$C(z)=\frac{-0.5z}{(z-0.8)}+\frac{0.5z}{(z-1)}$$

$$c(n)=[(-0.5)(0.8)^n+(0.5)(1)^n]U(n)$$

$$BW_{CL}=\frac{2.2}{2\pi t_r}=0.35\text{Hz}$$

$$\tau_0\!=\!1.0\text{s}$$

z 变换

传递函数

单位阶跃输入

$$T\!=\!0.1\text{s},K\!=\!1.0$$

部分分数展开式

反变换

$$t_r\!=\!nT\!=\!1.0\text{s}$$

图 8-3 反馈控制闭环带宽

从图 8-2 以及表 4-3 和图 4-5 中的输入信号调节放大器中看出，ADI 公司的线性数字转换器件具有显著的共模干扰衰减能力。由于 40mV 20kHz 电源转换器噪声导致输入串扰相干噪声频谱混叠可以忽略不计。一个重要的结果是通过对采样数据频谱的衰减，闭环带宽影响了控制器 D-A 转换输出端的插值结果。由此产生的控制器输出端 U 的 $0.174\% f_s$ 采样间隔误差是测量仪器总误差的一个主要组成部分。1-sigma 控制器总误差大约 0.458% FS，接近 8bit 二进制精度。在过程设备回路中的总控制器误差定义了基于 NIST 的真实温度和控制变量 C（包括与设置点 R 达到的效果等效）所测温度之间的残余变化率。注意这个误差不能通过调整控制器参数的方法使之减少。

通过将过程 and 控制器动态地相结合，图 8-4 所描述的校正方法对过程中存在扰动 的情况下保证了稳定性和鲁棒性。同时考虑过程增益的情况下，控制器增益调整的结果会使回路总增益接近 1。积分器值 I 在 0Hz 附近提供增益增加，从而使得控制变量 C 可以获得零稳态误差。这有效地提供了一个控制回路的通频带去适应误差信号 E 的带宽。微分时间 D 值提高了控制器对固定 R 以及改变过程负载这两种情况的瞬态响应时间，从而减小了和固定 R 等效的 C 的响应时间。

传感器	
C 型热电偶 17.2mV/℃ 后置调理线性化软件	$\frac{0.2^{\circ}\text{C}}{1800^{\circ}\text{C}} \times 100\% = 0.011\% \text{ FS}$
接口	
AD 590 温度传感器冷结补偿	$\frac{0.5^{\circ}\text{C}}{1800^{\circ}\text{C}} \times 100\% = 0.032\% \text{ FS}$
信号质量	
$\begin{aligned}\mathcal{E}_{\text{coh}} &= \frac{V_{\text{cm}}}{V_{\text{diff}}} \left[\frac{R_{\text{diff}}}{R_{\text{cm}}} \right]^{1/2} \frac{A_{V_{\text{cm}}}}{A_{V_{\text{diff}}}} \left[1 + \left(\frac{f_{\text{coh}}}{f_c} \right)^{2n} \right]^{-1/2} \times 100\% \\ &= \frac{(1V_{\text{rms}} 2\sqrt{2})_{\text{pp}}}{\text{直流 } 31\text{mV}} \left[\frac{80\text{M}\Omega}{200\text{G}\Omega} \right]^{1/2} \frac{0.02}{132} \left[1 + \left(\frac{60\text{Hz}}{22\text{Hz}} \right)^2 \right]^{-1/2} \times 100\% \\ &= 0.009\% \text{ FS}\end{aligned}$	
$\mathcal{E}_{\text{amplRTI}}$	OP07A
V_{OS}	$10\mu\text{V}$
$\frac{dV_{\text{OS}}}{dT}$	$2\mu\text{V}$
$I_{\text{OS}} R_i$	$3\mu\text{V}$
$V_{N_{\text{pp}}}$	$4.4\mu\text{V}$
$f(A_V) \frac{V_{\text{OFS}}}{A_{V_{\text{diff}}}}$	$3\mu\text{V}$
$\frac{dA_V}{dT} \frac{V_{\text{OFS}}}{A_{V_{\text{diff}}}}$	$15.5\mu\text{V}$
$\Sigma \overline{\text{mean}} + \text{RSS}$	$(16 + 16)\mu\text{V}$
$X \frac{A_{V_{\text{diff}}}}{V_{\text{OFS}}} \times 100\%$	0.103% FS

(续)

模拟多路转换器		
传输误差		$\overline{0.01\%}$
泄漏		0.001
串扰		0.00005
$\mathcal{E}_{\text{AMUX}}$	$\overline{\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{ RSS}}$	$\overline{0.011\% \text{ FS}}$
14bit A-D 转换		
平均非线性积分 (1LSB)		0.006%
噪声 + 失真 (−80dB)		0.010
量化不确定性 ($\frac{1}{2}$ LSB)		0.003
温度系数 ($\frac{1}{2}$ LSB)		0.003
$\mathcal{E}_{\text{A-D}}$	$\overline{\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{ RSS}}$	0.020% FS
14bit D-A 转换		
平均非线性积分 (1LSB)		$\overline{0.006\%}$
噪声 + 失真 (−80dB)		0.010
温度系数 ($\frac{1}{2}$ LSB)		0.003
$\mathcal{E}_{\text{D-A}}$	$\overline{\Sigma \text{mean} + 1\sigma \text{ RSS}}$	0.016% FS
噪声混叠		
$\mathcal{E}_{\text{coherent alias}} = \text{干扰} \times \text{AMUX 串扰} \times \text{sinc} \times 100\%$		
$= \frac{V_{\text{coh}}}{V_{\text{OFS}}} - 85\text{dB} \text{sinc}\left(\frac{mf_s - f_{\text{coh}}}{f_s}\right) \times 100\% \quad m \text{ 定义于 } f_{\text{coh}} \text{ 点}$		
$= \frac{40\text{mV}}{4096\text{mV}} (0.00005) \text{sinc}\left(\frac{2000 \times 10\text{Hz} - 20\text{Hz}}{10\text{Hz}}\right) \times 100\%$		
$= 0.000049\% \text{ FS}$		
sinc 函数		
$\mathcal{E}_{\text{sinc}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi \text{BW}_{\text{CL}}/f_s}{\pi \text{BW}_{\text{CL}}/f_s} \right) \times 100\%$		
$= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin \pi 0.35\text{Hz}/10\text{Hz}}{\pi 0.35\text{Hz}/10\text{Hz}} \right) \times 100\%$		
$= \overline{0.100\% \text{ FS}}$		
控制偏差插值		
$\mathcal{E}_{\Delta V} = \left[\frac{V_{\text{OFS}}}{V_{\text{S}}^2 \left\{ \text{sinc}^2 \left(1 - \frac{\text{BW}_{\text{CL}}}{f_s} \right) \left[\left(1 + \frac{f_s - \text{BW}_{\text{CL}}}{\text{BW}_{\text{CL}}} \right)^2 \right]^{-1} \right\} + \text{sinc}^2 \left(1 + \frac{\text{BW}_{\text{CL}}}{f_s} \right) \left[\left(1 + \frac{f_s + \text{BW}_{\text{CL}}}{\text{BW}_{\text{CL}}} \right)^2 \right]^{-1} \right\}} \right]^{-1/2} \times 100\%$		

(续)

$$\begin{aligned}
 &= \left[\frac{4.096V^2}{(4.096V)^2 \left\{ \left[\frac{\sin \pi \left(1 - \frac{0.35\text{Hz}}{10\text{Hz}} \right)}{\pi \left(1 - \frac{0.35\text{Hz}}{10\text{Hz}} \right)} \right]^2 \left[\left(1 + \frac{10\text{Hz} - 0.35\text{Hz}}{0.35\text{Hz}} \right)^2 \right]^{-1} \right.} \right. \\
 &\quad \left. \left. + \left[\frac{\sin \pi \left(1 + \frac{0.35\text{Hz}}{10\text{Hz}} \right)}{\pi \left(1 + \frac{0.35\text{Hz}}{10\text{Hz}} \right)} \right]^2 \left[\left(1 + \frac{10\text{Hz} + 0.35\text{Hz}}{0.35\text{Hz}} \right)^2 \right]^{-1} \right\} \right]^{-1/2} \times 100\% \\
 &= \left[\frac{1}{\left(\frac{0.001}{3.03} \right)^2 (0.001313) + \left(\frac{-0.1094}{3.251} \right)^2 (0.001142)} \right]^{-1/2} \times 100\% \\
 &= 0.174\% \text{ FS}
 \end{aligned}$$

在过去, Ziegler 和 Nichols 1/4 衰减 PID 校正器已经应用于控制循环中了, 根据经验, 随着一个设置点步长变化, 控制器增益在第一个两周周期控制偏差响应的峰值之间的阻尼比为 4:1。然而由于它们的交叉耦合, 不可能得到足以准确的积分和微分, 如图 8-4 所示。以上限制促进了去耦合梯形控制校正方法的发展。

梯形校正输入功率脉冲在两个状态间的动态过程采用了不同的上升斜率和下降斜率, 从而提供了梯形的偏差变化控制, 如图 8-4 所示。由于过程和控制增益的乘积在一个控制循环内大约为 1, 并且过程增益可以被定义为测量功率输出率对时间间隔 (时间间隔用来定义它们的各自的基准区) 的输入功率的比率, 因此控制器比例范围 P 被定义为百分比格式的过程增益或者简单定义为控制器增益的倒数。

比例范围 P 定义为在对应控制器输出为满幅的情况下, 控制器输入信号改变值占满幅值的百分比。例如, 当比例范围为 10% 时, 控制器输入信号每改变 10% 就能产生控制器输出的满幅值变化, 因此控制器增益相当于 10, 即 $100\%/P$ 。

控制器积分周期 I 只由过程实验响应周期决定。为了减小控制变量 C 的稳态误差, 控制器的误差信号 E 用 $1/2\pi I \text{ s}$ (以赫兹为单位) 定义带宽。微分时间 D 的表达式由分段线性拟合到脉冲单位响应来确定, 从 $s/2\pi D$ 开始得到高通响应, 单位是 Hz。图 8-2 画出了设定的 R 阶跃信号输入到控制回路的情况, 图 8-4 记录了控制变量 C 的响应。结果显示, 对于梯形校正来说, 稳态误差大约是梯形校正设定值的 0.29%, 这与图 8-2 中控制器误差概要一致, 仅仅是 1/4 衰减校正 1.85% 误差的 1/6。

生产过程需要定义组成成分和结构的基本属性, 然后将其转化为物理上可实现的设备参数, 并且这些参数的个数足够解决问题, 参数的精度满足产品的目标。图 8-5 描述了一个在六铝酸镧涂层中嵌入蓝宝石纤维的化学气相淀积处理设备的例子, 其用途是加强高温陶瓷基体复合材料的强度, 这种材料用于航空器和飞机发动机应用领域。涂层原料在陶瓷复合材料和纤维组织之间充当了过渡层, 以使得最终形成的材料具有足够的强度, 来满足关键功能的要求。

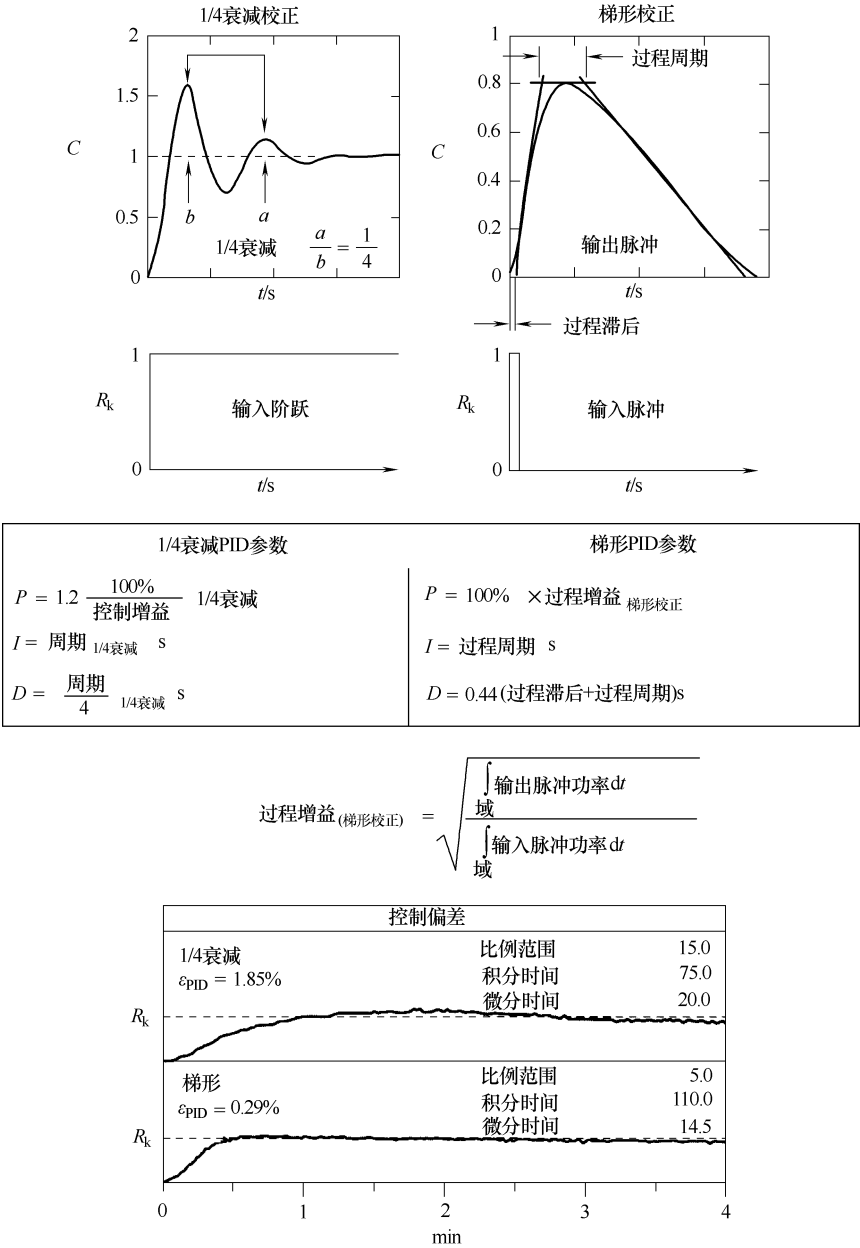


图 8-4 1/4 衰减与梯形校正

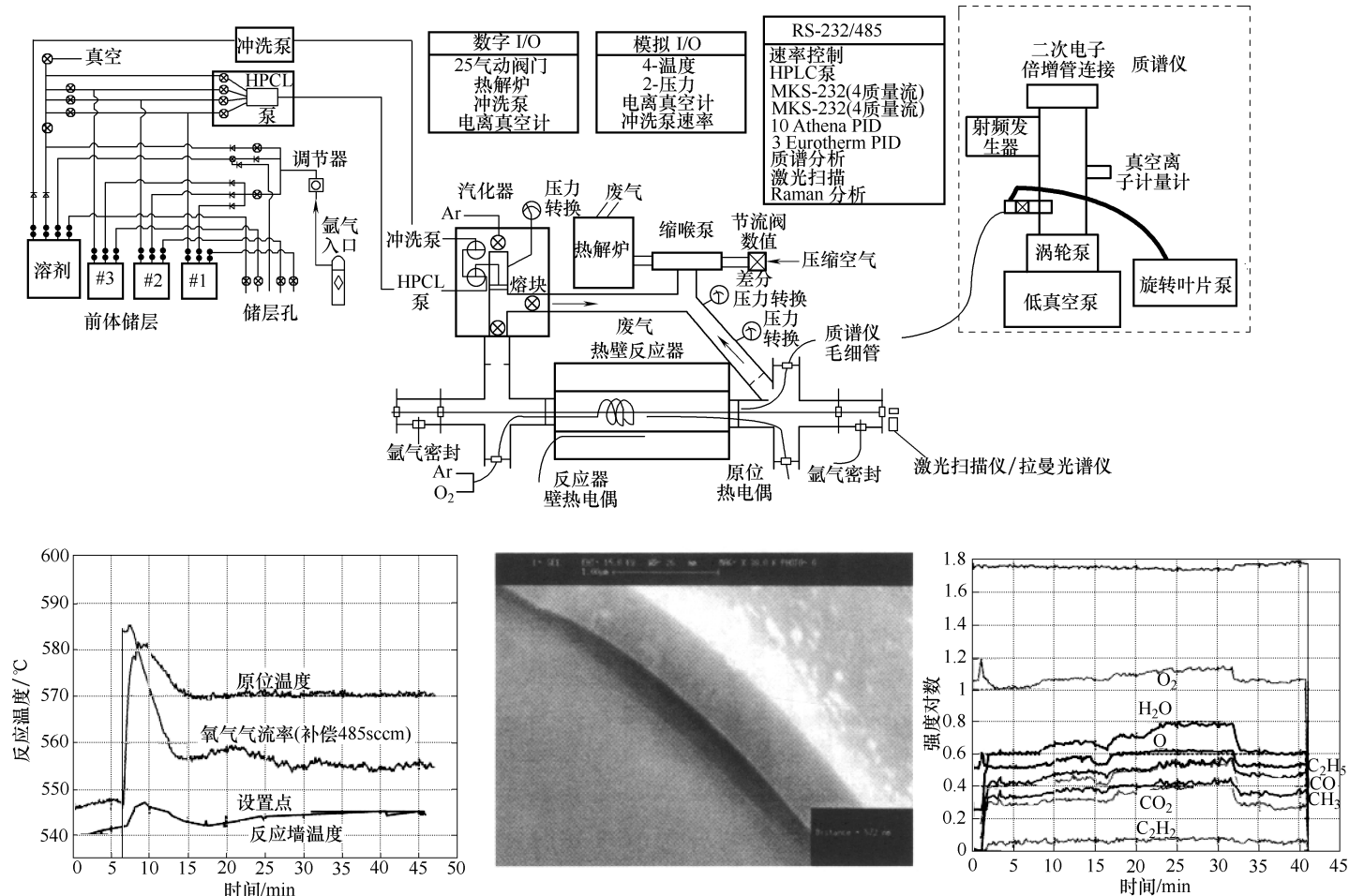


图 8-5 化学气相淀积处理设备

每 1000m^3 燃煤烟气中 16000L 的石灰石浆料进行循环处理，其目标是达到去除 90% 的硫。石灰石试剂的优势是只需要消耗 $1/10$ 的石灰就可完成上述目标，但是当遇到洗涤器入口烟气突然减少时，石灰石试剂会产生周期性的过程干扰。其原因是石灰石试剂会导致浆料 pH 值上升，并被正常循环的石灰石所溶解，从而导致恶性循环，这种情况的过程影响可以由图 8-7 中洗涤器反应增益的衰减来表示。由于需要持续地清除二氧化硫，并将洗涤器内部的钙结垢降到最小，因此要使浆料 pH 值约束在 5.5 上下的一个小范围内。

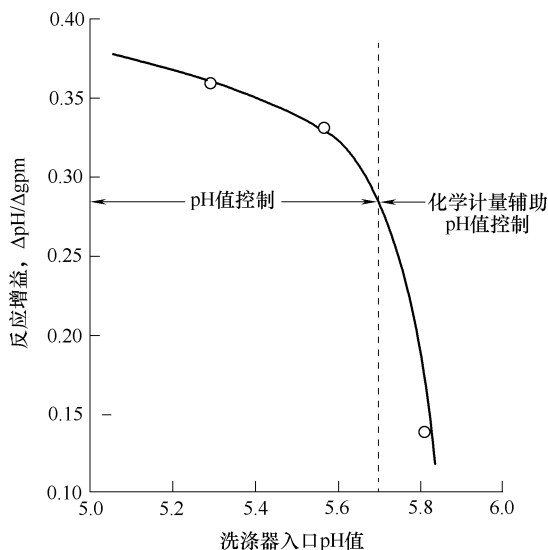


图 8-7 洗涤器反应增益与 pH 值的关系

从对浆料 pH 值和入口烟气成分的测量可以获知进入洗涤器中的钙与二氧化硫的化学计量比，就能够实现对石灰石给料速度的控制，从而可以改善以上处理的复杂性。如图 8-6 所示，两个流量控制器可以根据它们占总给料量的百分比，自动地设置石灰石给料数量调节，然后一起输入给整合器。基于模型参考的前馈化学计量控制器利用入口气体常数的测量来计算平衡石灰石的给料率，如式 (8-4) 和式 (8-5) 所述，其中流 1 依赖于体积流量 Q 。集成内存控制器相应地调整前馈增益的化学计量比 (SR) 的值，在 pH 值增加时降低 SR，从而控制入品浆料 pH 值和洗涤器 5.5pH 设定值之间的差异。可以沿着图 8-8 的纵轴对 SR 进行调节，注意 pH 值位于 5.3 ~ 5.7 的死区时，SR 控制器的增益是很低的，另外在 pH 值失效时控制器也不能通过重新设置 SR 来进行有效地控制。

石灰石给料率采用化学计量辅助的 pH 值调节方法，提高了洗涤器的性能。但当其面对低过程反应增益时，仅根据 pH 值对给料率进行调节便无法满足要求。石灰石给料率反馈的 pH 值调节是基于洗涤器浆料各种反应的总和的，包括二氧化硫中和、锅炉粉煤灰碱的洗涤处理和煤中所添加氯离子的作用，另外还有用补给水取

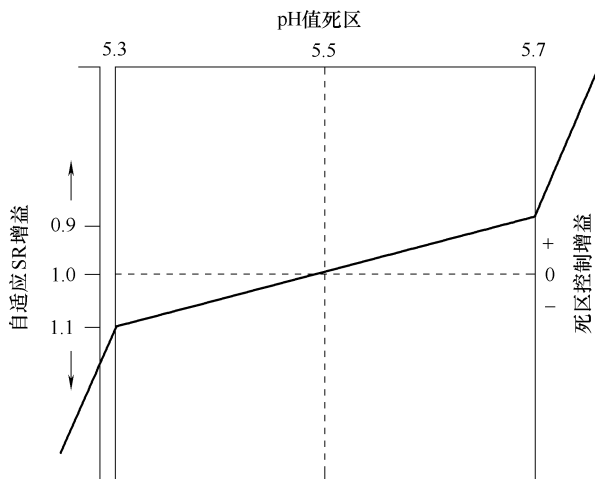


图 8-8 化学计量和 pH 值死区的增益

代了 300°F 的蒸馏水。式 (8-6) 定义了 pH 值控制器石灰石给料流 2，其 pH 值传感器跨度为 4.5 ~ 6.5，提高了控制响应能力。分立的模块化组件用在了系统中的各个部分，还包括物料平衡计算机的电气隔离，以保证这种高能耗操作环境的可靠性。值得注意的是，流 1 和流 2 试剂控制器通过死区控制器结合在一起。这里用到了本节后面讲到的多变量控制中的解耦原理。

$$\text{流 1} = (\text{入口变量})(\text{前馈增益})(\text{缩放值}) \quad (8-4)$$

$$\begin{aligned} &= (\Delta \text{SO}_2 \times Q)(\text{SR}) \left(\frac{\text{Ca 摩尔数} / \text{SO}_2 \text{ 摩尔数}}{\text{纯石灰石} \times \text{浆 lb/gal} \times \text{密度} \times \text{比重}} \right) \\ &= (\Delta \text{SO}_2 \times Q)(\text{SR}) \left(\frac{100/64}{0.97 \times 8.3 \times 0.6 \times 1.61} \right) \\ &= \Delta \text{SO}_2 \times Q \times \text{SR} \times 0.2 \text{ gal/min} \end{aligned}$$

$$Q = Ak \sqrt{\frac{\Delta PT}{PM_w}} \frac{PT_{\text{std}}}{P_A T} \text{ m}^3/\text{min} \quad (8-5)$$

$$\begin{aligned} \text{流 2} &= (\text{pH}_s - \text{pH}_i)(\text{控制器增益})(\text{缩放值}) \\ &= (\text{pH}_s - \text{pH}_i)(0.5) \left(\frac{8 \text{ gpm max}}{2.0 \text{ pH 值范围}} \right) \\ &= (\text{pH}_s - \text{pH}_i) \times 2.0 \text{ gal/min} \end{aligned} \quad (8-6)$$

过程建模的扩展使之允许对状态信息进行详细描述，从而可以全面协调和同时控制多个参数，并能够补偿产品迁移特性，来实现接近理想过程状态的进展。这实际上是在前馈模型产品方案的指导下，通过将参考输入到原位控制器来实现的。将过程分解成子过程以获得更精确的建模结果和更线性化的子过程区间，性能得到了进一步地提升。分解程度取决于建模的粒度要求和呈现出来的自然层次结构。

所需的控制工程示意如图 8-9 所示，产品输出以原位于过程来表示，原位于过

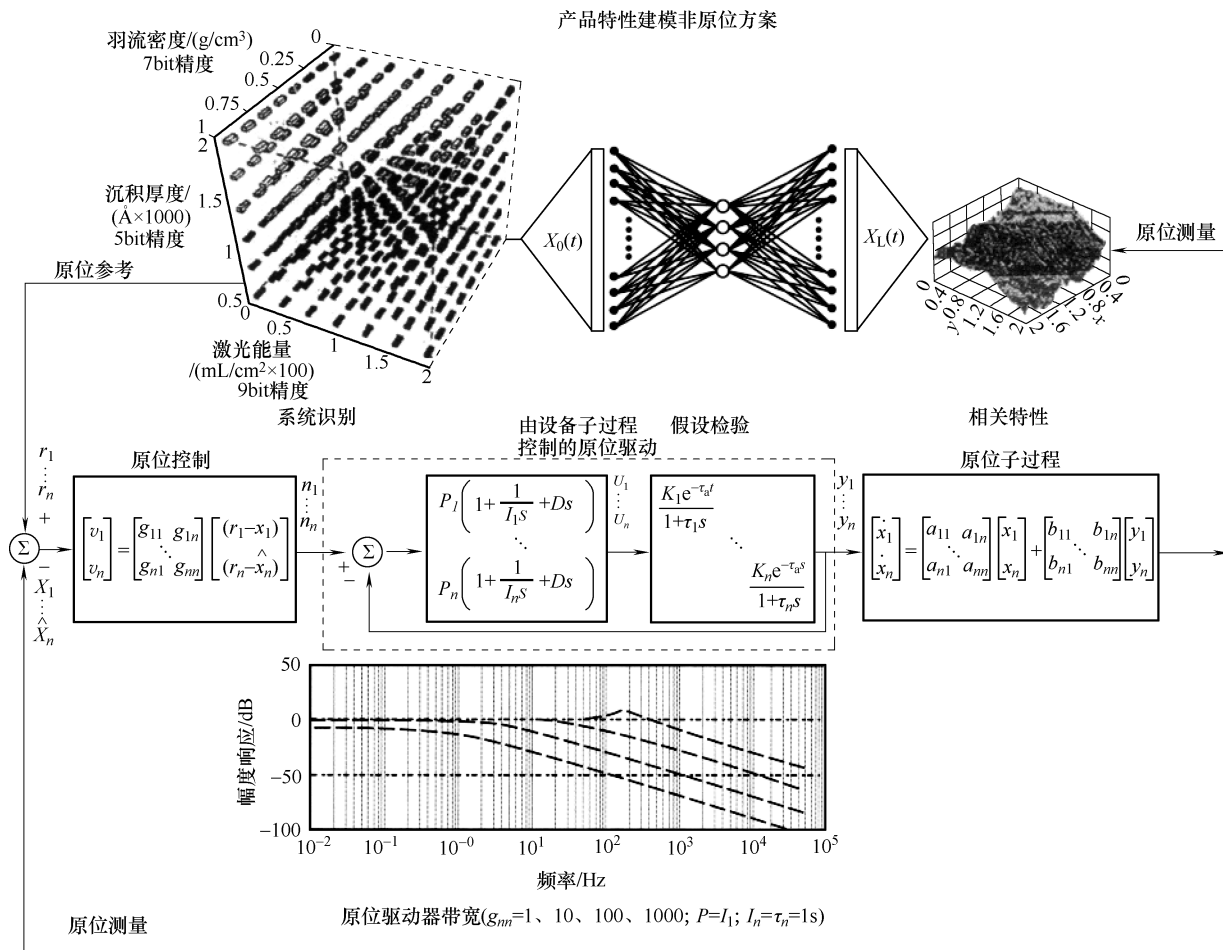


图 8-9 产品特性重新建模的自适应控制

程的原位驱动器通过反馈设备控制器和在虚线框内的子过程来实现。在没有对原位控制器进行原位反馈校准测量时，原位子过程就会恢复到各个子过程元素处于滞后的状态。在定义产品目标时，设备控制器效率受到产品可控性的限制，即任何可控性方面的不足相当于增加了处理的难度。使用原位反馈的意义是在级联控制结构中，设备的时间常数除以原位控制器的增益 $\tau_n/(1+g_{nn})$ ，按比例扩大了原位驱动器闭环带宽和原位子过程的频率响应。原位子过程模型的矩阵系数 B 将原位子过程与设备联系起来，系数 A 将原位子过程与产品子过程联系起来。

对许多控制系统加入过程和产品的在线模型，可以提升其决策能力，从而提升额外的性能。当这些基于具有决策能力模型的识别系统，采用实时处理或/并采用产品测量来评估其模型更新时，就需要定义自适应控制。非原位方案实现了与原位子过程相反的反馈控制算法^[2,10]。方案包括对当前过程状态键入理想产品描述序列，即作为控制指令所输出的原位参考 r_n ，这可以由实时原位子过程的测量输入所得到。这些序列的原位参考输出部分地由外部产品分析试验来进行修正，因此非原位方法借助于潜在产品特性迁移的在线假设检验与方案序列重建模之间的关系。因此非原位方案是通过产品的结构和一组测量值进行更新的，例如图 1-22 所示的微波显微镜及其定性特征的评估。其性能的优越性体现在对遇到长时间常数结果扰动的前馈方案衰减，以及对短时间常数失调子过程的原位反馈最小化。

有关对过程怎样影响产品目标的初始认识是很有限的。因此，就子过程参数之间的连接而言，记录对其的理解来辅助提升过程设计，确定具体的控制要求并预测产品的结果是很有用的。从图 8-9 所示的控制工程示意图发展到图 8-10 中的分层子过程影响结构图，其可以分解为 3 个层次：设备调节、自适应原位控制器和产品方案。影响结构图的一个主要好处是详细地显示了子过程参数之间的连接和对最终产品的影响。这些信息可能导致过程的修改，而这对减少子过程间参数耦合、提升产品过程的健壮性是必要的，并且往往会降低控制的复杂度。图 8-11 从数学上描绘了理想对角矩阵，图中实线表示非耦合的子过程—子过程的直接连接，虚线表示交叉耦合子过程，即诱发失调过程的非对角矩阵项。在实践中，子过程间参数的解耦可以在设备设计时完成，或者对给定的矩阵利用可行的协方差项进行稀疏化重新设计^[14]。无论使用上三角还是下三角矩阵，都能定义解耦子过程间的连接。

图 8-10 和图 8-11 所示的层次化子过程连接影响关系可以通过图 8-5 中化学气相沉积过程设备的应用来阐明。图 8-12 继续描述具体的材料子过程在设备、原位和过程的层次化产品等级间的连接影响^[8]。图中显示了关键的纤维涂层设备参数，包括反应温度和反应气体流量。一个独立的解耦设备将纤维速度和原位涂层的增长速度的影响连接起来，这对应于原位子过程矩阵对角项 I_{11} 。设备反应器温度对原位涂层形貌有直接的影响，其连接影响由矩阵项 I_{22} 描述。然而，这个温度被同时交叉耦合到原位涂层的增长率和化学成分，分别对应于 I_{12} 和 I_{32} 。第 3 个设备参数是反应物流速，通过 I_{33} 直接连接到原位化学成分，同时交叉耦合到原位涂层的形貌

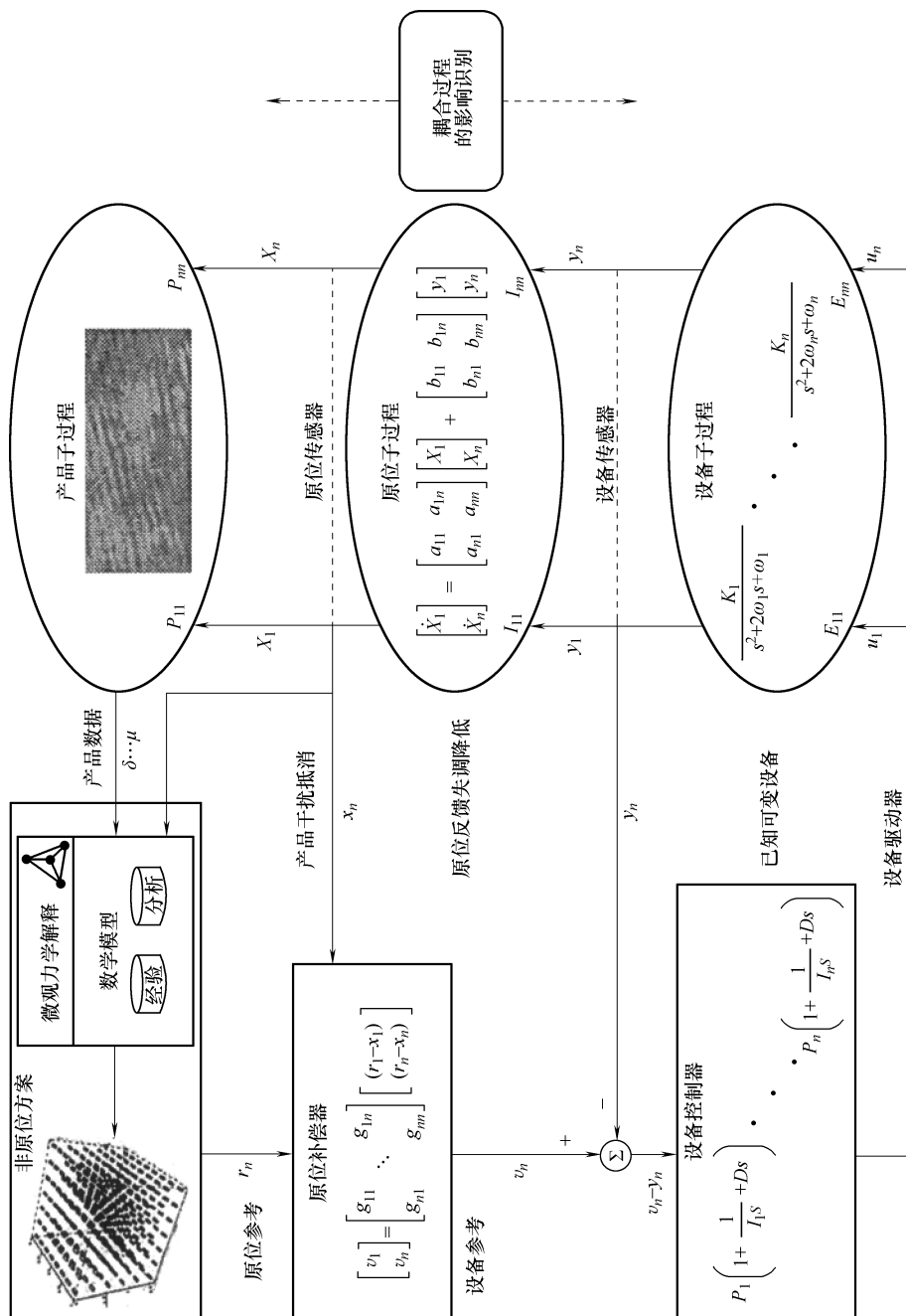


图 8-10 层次化控制子过程间的影响

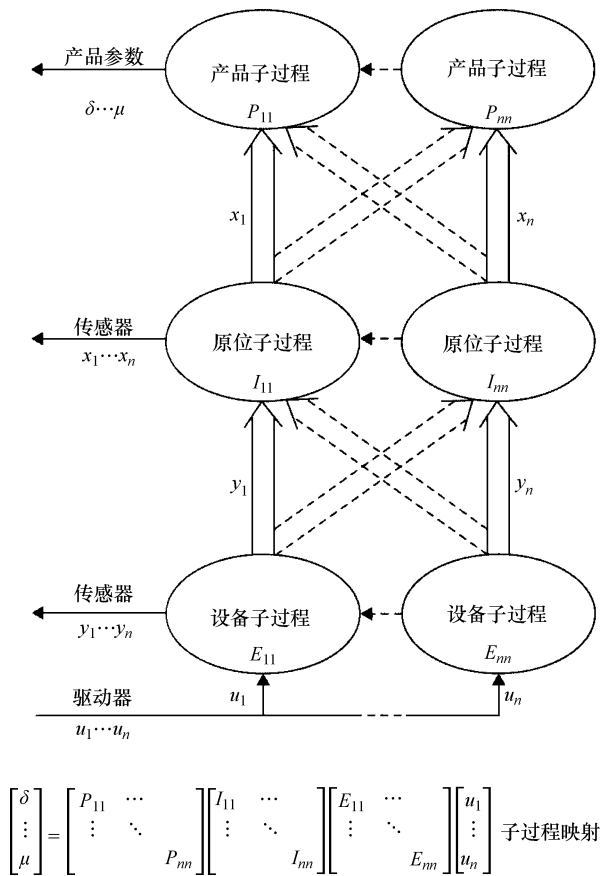


图 8-11 简明子过程间的影响

I_{23} 和增长率 I_{13} ，如图 8-12 所示。

原位子过程的增长率和形貌同时连接到上层的产品子过程，相对应的项是涂层的耐久性和韧性，并直接通过解耦子过程间矩阵的对角项 P_{11} 和 P_{22} 连在了一起。同时，解耦原位生长率和形貌连接到产品子过程，相对应的项是涂层的韧性和强度，通过矩阵的 P_{21} 和 P_{32} 项相连。所有驱动器的连接是非耦合的，定义了矩阵的迹 E_{11} 、 E_{22} 和 E_{33} 。用以上项代替图 8-11 中的子过程映射矩阵，连续的乘法运算阐释了对图 8-9 中产品特性数据和方案模型的所有影响。第 9 章会展示一个利用此产品描述方法对超导体制造的延伸研究案例。

因此，涂层化学成分的原位子过程控制至少受设备参数值两种连接关系的影响：反应温度和流率参数值。其次受到设备参数值影响的是涂层生长速率的原位控制，生长速率的目标值可以通过设备反应温度、流率参数值，加上独立可调的纤维速度的三者组合来满足。涂层形貌的原位控制受设备参数值的影响最大，形貌的目标值只能通过设备反应温度、流率参数值，加上有关化学成分的目标值的组合，并

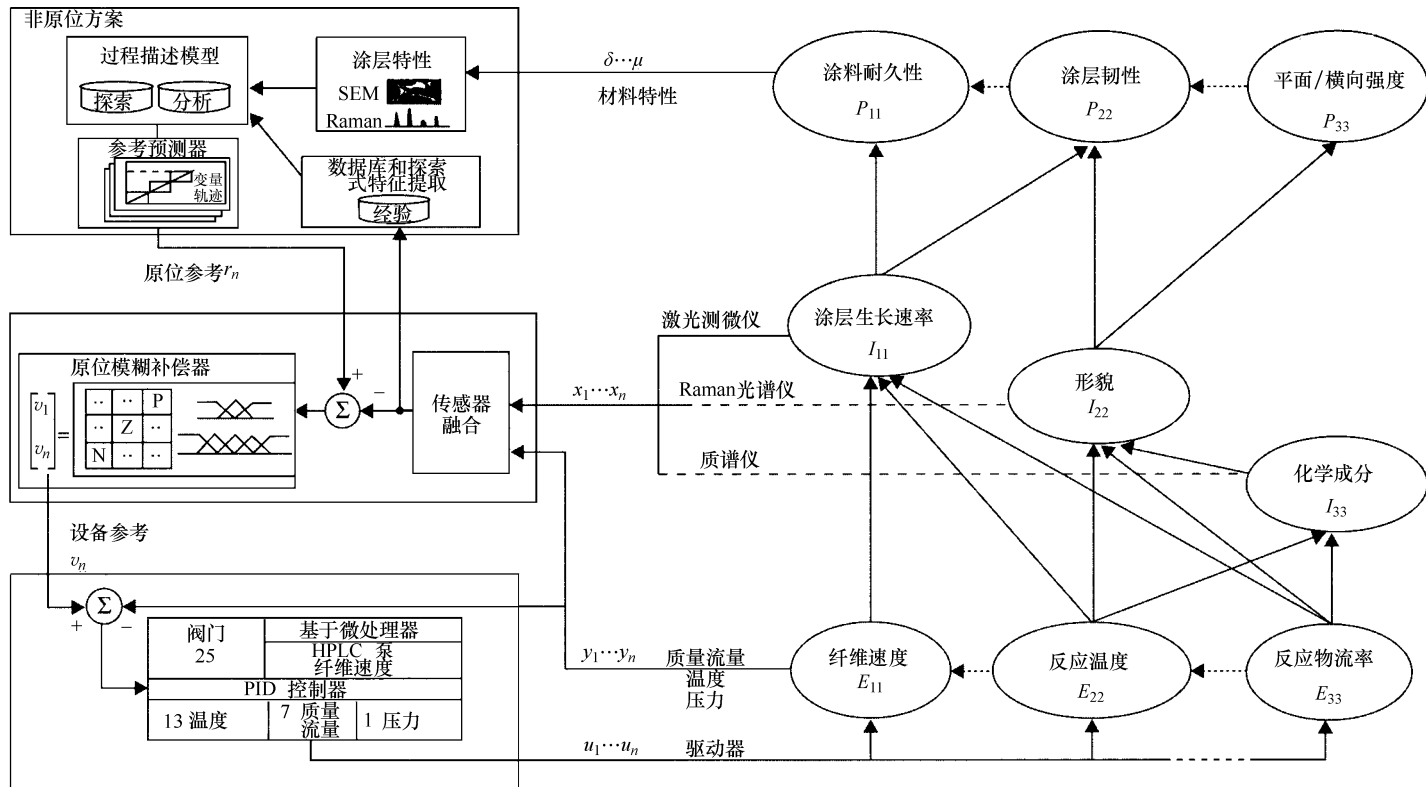


图 8-12 化学气相沉积子过程间的影响

进行迭代来满足。

这些自记录的层次化子过程参数为过程设计和控制系统的实现提供了有用的信息^[12]。有了图 8-12 标注的子过程，并利用析因试验来确定特定的参数值，才可能执行选择出的产品配方和子过程参数值。由于特有的高带宽闭环响应和最小化过程失调方面的效用，设备反应器的温度和反应物流率可以通过模糊逻辑控制器来实现调节。8.3 节将会讲解模糊逻辑控制的设计。从图 8-5 可以看出由带有温度驱动器的原位气流热电偶测量反应器温度，原位气流热电偶给燃料气供应氧气质量流。这使得在壁温固定时反应器的温度可以在设定值 1℃ 以内进行微调。

8.3 智能过程决策系统的实证

过程的可控性与实现过程目标状态的个数有关，其中控制变量通常少于过程状态的数目。另一方面，过程的可观测性与过程状态估计值的个数有关，往往是通过对所控制的变量进行直接测量。因此，通过可观测性，过程可控性从根本上决定了控制系统的结果。此外，随着传感器材料、微机械加工和微电子技术的进步，过程可观测性已经得到了提升。接下来利用一个仪器过程中经验决策应用的例子来说明过程可观测性中蕴含的可控性。

在汽车和建筑产品领域，化工铬酸盐涂层通常被广泛用于汽车和建筑产品里面镀锌钢带的生产中。这种涂层可以不受环境曝光的影响，所以减缓了白锈的形成，并且有了这种涂层，锌在受到物理损害时会产生修复反应。在一个移动的 50 ~ 500fpm 水平镀锌板的顶部和底部喷上铬酸盐溶液，这种铬酸盐溶液的浓度为 6%，其中的水还可以作为冲洗液用于径流循环。使用安装在每个滚轴东侧与西侧的压力调节器来驱动滚轴去除过量的喷射物，而冗余的铬酸盐的使用程序和滚轴设备处于待机状态，确保在发生故障时设备也能够连续运行。需要在燃气烘干机出口处以 2.3mL/m² 的要求来均匀控制条状湿膜涂层的厚度来保存沉积的铬，以保证铬沉积的均匀度目标值达到 16.5mg/m²。

图 8-13 提供了这种处理设备的一种图形化表示。控制系统的设计如图 8-14^[3] 所示，分别采用独立的比例 PID 控制器将铬酸盐溶液以喷雾形式喷洒在带钢的顶层和底层。可以通过调节 2 ~ 20gph 的流量设定值（其为 50 ~ 500fpm 的带钢速度的函数），独立地调节顶层和底层的喷涂过程中的效果。喷雾设备由 Eurotherm 900 EPC 比例控制器、Milton-Roy 液体容积泵以及 Hoffer 涡轮流量计组成。使用独立的扫描近红外分析传感器（Moisture System Corporation MQ 系列，图 1-21 中有介绍），可以提供对湿膜厚度的测量（以毫升/平方米为单位），从而能够采集传感过程中顶部和底部带钢上铬酸盐溶液不均匀性导致的干扰。东西两侧橡胶滚轴压力的解耦反馈控制采用了额外的比例 PID 控制器，能有效地保证铬酸盐溶液湿膜的均匀度，控制在大约 2.3mL/m²。

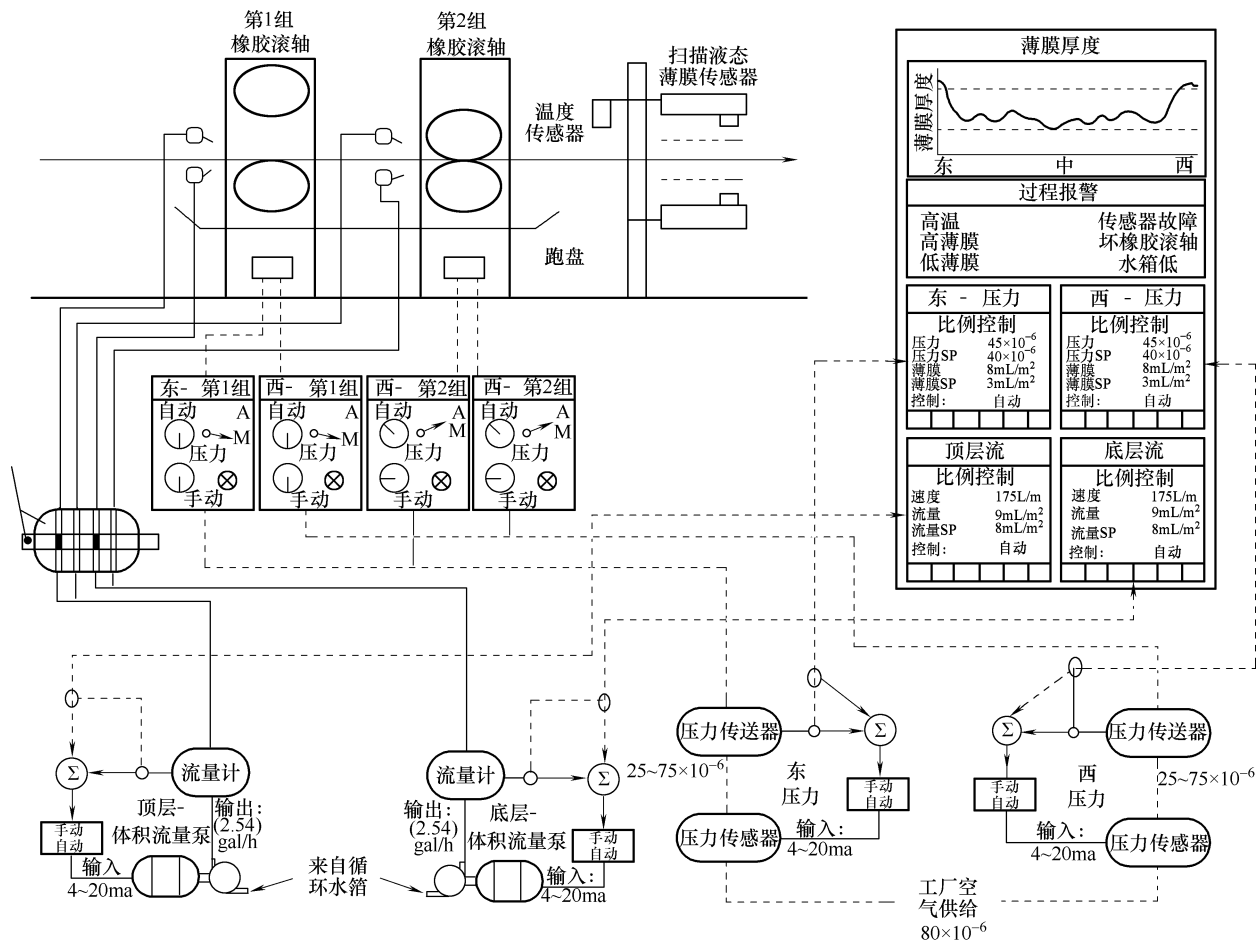


图 8-13 铬酸盐应用过程设备形象图

认知并推理物理世界是人类和机器智慧的核心，这种推理得益于物理和数学提供的有效模型和约束表示方法。当定量模型不完整或不可用时，定性推理的物理系统的决策便起了作用。例如，需要利用计算智能模型的 IF、THEN、ELSE 等判断语句来实现有效的过程判断。它们还帮助从特殊情况下（例如无限循环中）进行状态恢复，其中定量模型的参数通常被约束在 0 ~ 100% 范围内。

过程应用中，一个定性方案可以提供定性演算的状态图来描述过程进展情况，其包括 4 个任务：确定可执行的过程状态、仲裁合适的状态影响、解决状态冲突以及定量象征性地转化传感器和驱动器的值。一个基于规则的模型能有效地把过程执行当作目标和当前事件的函数，而不是指定的状态进程的函数，因为后者无法改变过程路径。因此，为了输出理想过程状态轨迹，基于规则的推理可以嵌入到前馈过程方案的决策模型中，如图 8-15 所示。

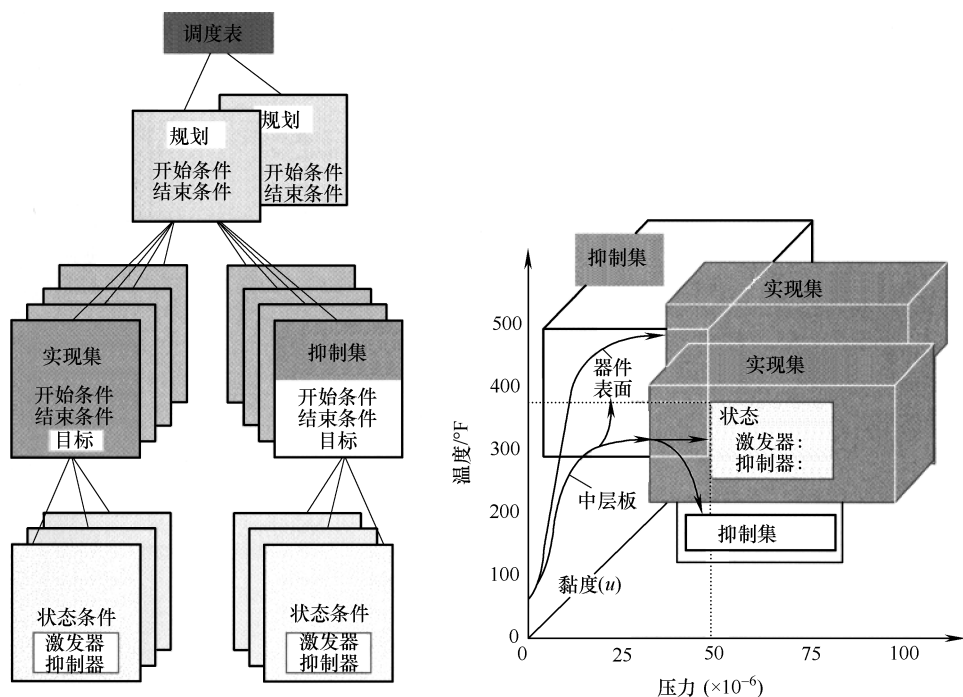


图 8-15 基于规则的过程方案

图 8-16 中，使用一个定性过程方案来管理航天复合材料过程设备，图中的温度和压力 PID 反馈控制器负责提供驱动。如图 7-6 传感器融合的例子所描述的，内部层压制品固化性在加工过程中能够被在线感应，并提供了当前过程状态信息来更新基于规则的规划方案模型，而方案模型根据这些信息可以辅助决策的执行。方案里包含了定义一个固化周期内的过程参数的步骤，描述了被实现、维护或阻止的每一个目标状态。固化方案主要有 3 个步骤：在限于 250 °F 高压釜温度下获得树脂

流；温度升高至 350 ℉ 启动固化，开始凝胶；结束固化，即在通过融合传感器对黏度参数进行检测之后冷却（见图 7-5）。嵌入层中的原位热电偶和介电树脂黏度传感器提供了上述传感器融合数据。

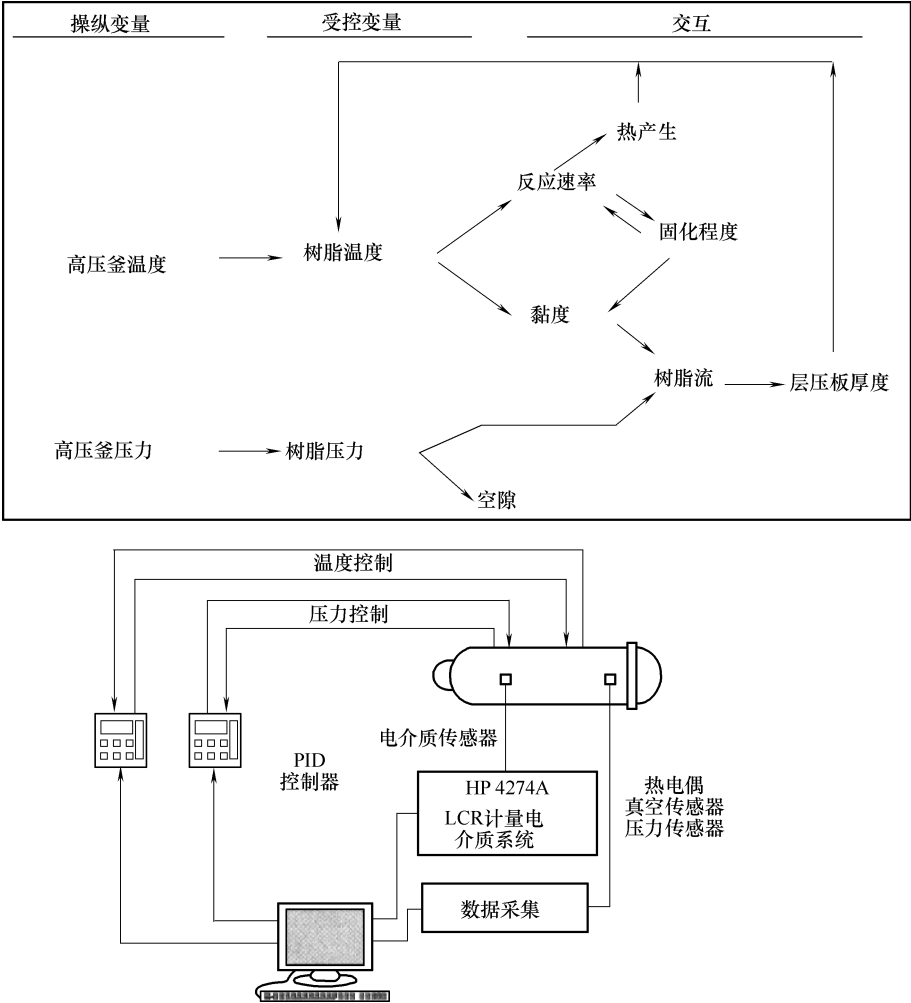


图 8-16 高压釜设备参数影响图

过程方案模型得益于利用熵准则获得的有效信息可测性，即熵范围为 $0 < H < 1$ ，它提供了过程控制系统中描述不确定性的统一表达式。熵满足可加性，当熵的和为最小时各子系统的组合达到最优，当熵值为 1 时系统将处于完全无序的状态。在过程系统中进行知识共享很有用，因为知识共享中通过知识聚焦和尽可能少的执行过程实现了熵的最小化。图 8-17 展示了面对过程目标 A ，控制执行 C 在经历过程状态 S 时，可能会遭遇失调事件 E 。

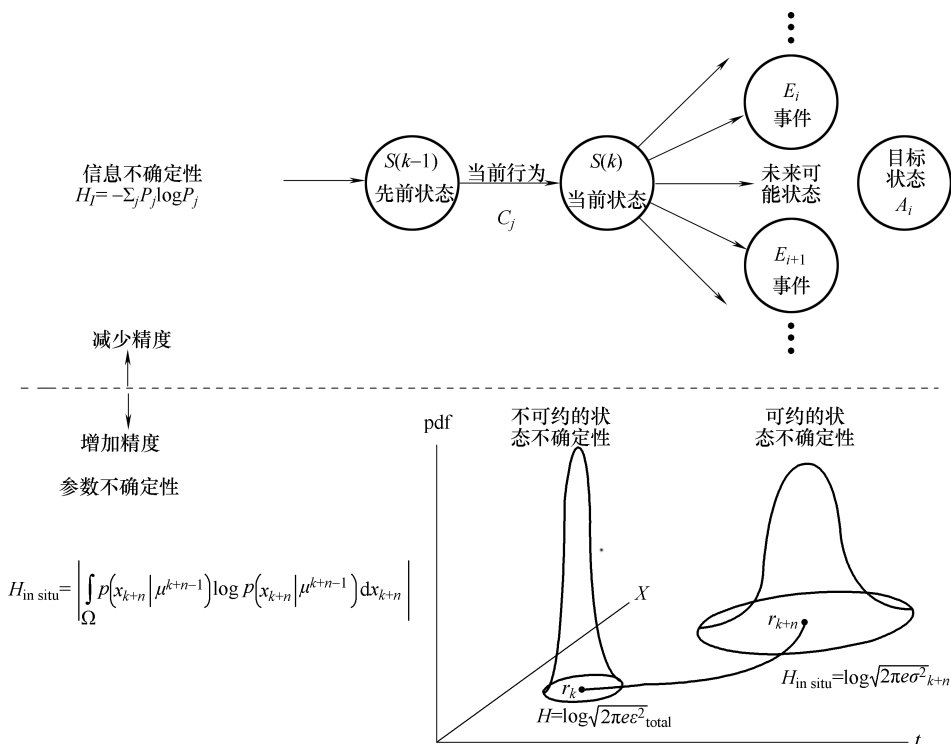


图 8-17 过程信息和参数不确定性

图 8-2 所定义的器件和系统误差模型量化了闭环控制器误差，可用来预测每个控制回路设备偏差的不确定性。在图 8-17 中这个误差表达为不可化简的熵 H ，如果遇到失调事件，其值作为过程发展的结果增加到 $H_{\text{in situ}}$ 。本章前面部分介绍了设备偏差和原位过程失调以及降低它们的方法。然而无效规则的选择会增加潜在的信息熵，从而成为这些参数不确定性的主要来源。图 8-18 图示了如何通过对规则进行可接受性测试，找出不成立的规则数目的上限值，利用测试通过的规则来量化这些不确定性。

本书提出了一种应用在智能控制方面的定性推理结构。随着自适应控制概念的发展，这种结构能够满足鲁棒控制器使用非线性和时间迁移过程模型的需要。然而，因为自适应控制器反映了非线性过程环境，所以它们自身也是非线性的。这样虽然实现起来可能比较困难，但计算机智能的发展给它们提供了帮助。利用专家系统、模糊逻辑、神经网络和遗传算法，智能控制得到了改进。对操作过程领域的知识进行模糊逻辑编码，以下研究案例采用符号化执行表示方法，对操作过程领域的知识进行模糊逻辑编码，从而实现操作过程的平滑控制。模糊逻辑是一个帮助反馈控制去模拟人类认知性能的方法。但是它只能近似地用基于规则形式的参数表示，其不确定性和偏差很高。因此，模糊控制的目的是对一个过程的行为运算域建模而不是对

规则							n 会话数目	dn 证明不成立的数目	
If	品质	And	同意	And	PW 0	And	服务	11	1
And	...	Then	执行						

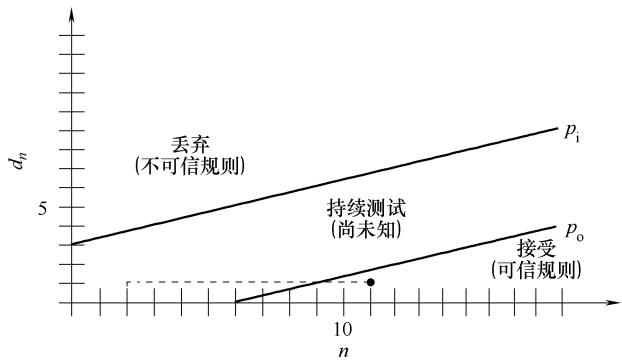


图 8-18 专业规则确定

过程本身建模。实际上，模糊控制器是一个用于驱动过程参数的运算域逻辑模型。

模糊集合的元素可以是语言变量；其值将假定在 0 ~ 1，其中 1 表示确定。这种形式提供了必要的维度来表示多值信息。模糊逻辑的这种相应的扩展使得数学语言适应人为的推理过程，而不是被双值计算机逻辑所限制。模糊逻辑也可能利用 IF-THEN 语句来完成逻辑操作。例如，如果（IF）水是热[⊖]的，那么（THEN）就应该增加（INCREASED）冷水。热（HOT）和增加（INCREASED）就是一对模糊集。热（HOT）是一个定义水温的函数。增加（INCREASED）是一个定义冷水数量的函数。

模糊控制系统需要 4 个要素：提供从定义物理过程数据到其等效的模糊域的转换，采用语言陈述，为决策提供论据以及与物理过程的连接。模糊化接口函数从过程测量与估计中，将输入变量值映射到预先设定模糊集中去，并利用在间隔 0 ~ 1 使用从属函数来构成一个知识库。语言从属函数的主要组件组成了受控过程的知识库的操作符解释。因此，这种语言结构包含描述目标特征的规则和过程控制的策略。语言结构中的逻辑功能运算来模仿决策制定，并通过去模糊化去启动控制行动。去模糊化算法是激励驱动计算输出的关键，比如为驱动范围的中心和最大值的中心。由于反馈控制器的功能是非线性的和时不变的，基于规则的模糊控制器为非线性系统的控制提供了一个直接解决方案。它们可能还会被当作线性控制器，并在某些应用程序中超越了 PID 控制器的性能。由于运算在数学意义上并不密集，用语言陈述编码的专家操作知识允许快速执行多次。在实践中，模糊反馈控制器提供的

⊖ 这里应该对应下句将原书 hot 改为 HOT，成为一个函数名。——译者注

闭环带宽通常在兆赫范围内。相比之下，由于PID控制器的积分项 I 需要用来将控制变量的稳态误差最小化，它们的闭环带宽通常限制在赫兹范围内。

航天器应用中的摩擦润滑剂薄膜需要具有与滑动表面粘接在一起形成优质真空结构。这包括用于可控天线、光伏阵列和装有万向联轴器的推进器的润滑油，就是采用激光烧蚀凝聚态材料来生产的。二硫化钼沉积物由于具有有效的晶向平面，在真空中 $-200 \sim 700\text{ }^{\circ}\text{F}^{\ominus}$ ，表面弱范德华力仅会产生0.01的微小滑动。这种分子结构如图8-19所示。在能够满足产品目标的激光沉积过程中，仪器室的真空度要达到 $10^{-8}\text{ Torr}^{\ominus}$ ，并使用248nm紫外线产生300 mJ准分子激光能量，将其集中在 15 mm^2 的化学目标面积上。二硫化钼有效的沉淀可以通过过滤的发射谱线的羽流化学成分的检测来获取。通过宽带模糊逻辑控制激光腔上千伏的操作，原位反馈控制可以实现关键化学成分谱的最大化。这个反馈过程控制如图8-20所示。这个模糊逻辑控制器基本原理如图8-21所示，其具有稳定误差 ε ，并且控制器响应展宽了增强的误码率微分项，从而提高了产品产量。

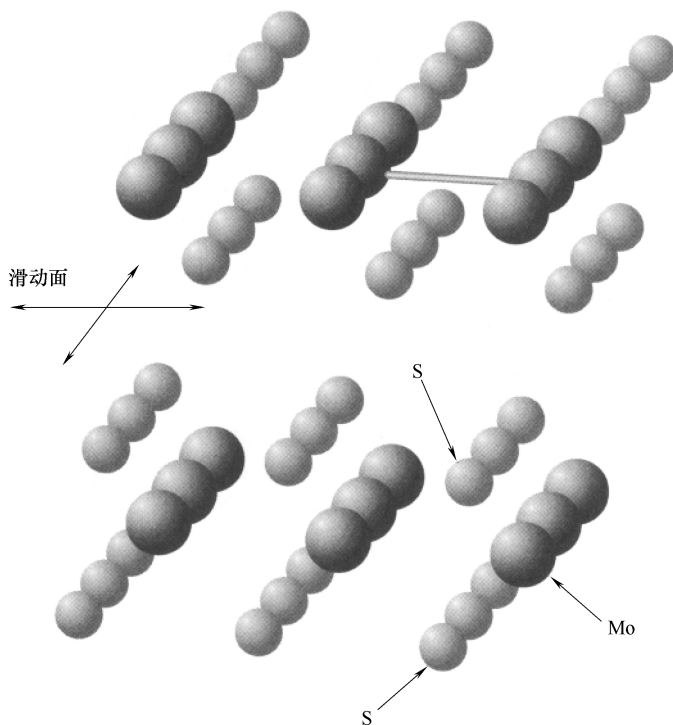


图8-19 二硫化钼摩擦润滑剂

$\ominus$ $1^{\circ}\text{F} = \frac{5}{9}\text{ K}$ 。——译者注

$\ominus$ $1\text{ Torr} = 133.322\text{ Pa}$ 。——译者注

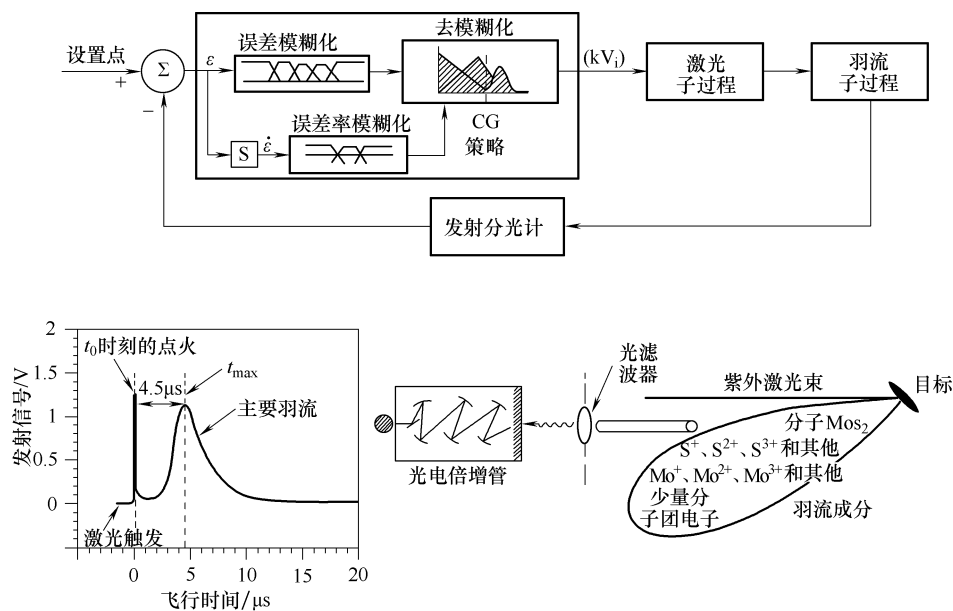


图 8-20 模糊逻辑光谱仪的激光控制

		PF	正全			
		PH	正半			
		Z0	零			
		NH	负半			
		NF	负全			
		输出				
误差率	P	PF	PH	NH	NH	NF
	Z	PF	PH	Z0	NH	NF
	N	PF	PH	PH	NH	NF
		NL	NS	ZE	PS	PL
		误差				
P	正		PL	正大		
Z	零		PS	正小		
N	负		ZE	零		
			NS	负小		
			NL	负大		

图 8-21 模糊逻辑知识库

8.4 习题

8-1. 理想可制造性的鲁棒过程设计需要解耦操作，或至少通过过程合成/重组来最小化子过程映射矩阵的协方差项，对子过程间的参数进行解耦。参考图 8-11 中的内容，对图 8-22 的化学气相沉积自动化影响图，按照字母顺序描述映射矩阵，

并确定 3 个子过程之间的耦合关系。

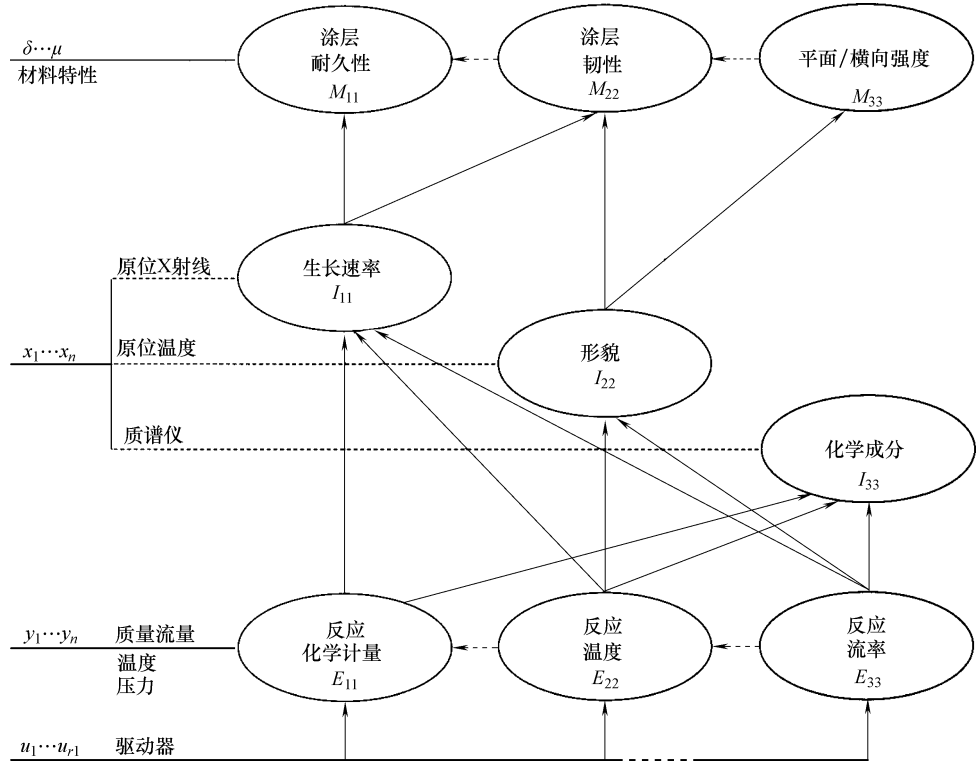


图 8-22 习题 8-1 图

8-2. 为了得到更好的效率，通过校正连续区域 PID 控制器来对 3 个区的温度过程进行解耦，从而获取由宽到窄的过程闭环带宽。对于图 8-23 中的每个区，可以认为过程增益 $K_p = 0.1$ ，当控制器误差信号在直流附近时，控制器积分项仅会对频率积分，并且可以将微分项去掉。请确定各个区控制器增益值 K_c ，要求得到因子为 10 的闭环带宽，并且 K_c 不能小于整体增益。

8-3. 使用陶瓷基复合材料可以使飞机发动机内部耐温达到 2500°F ，采用甲基三氯硅烷（MTS）化学气相渗透（CVI）的碳化硅预制件加工。使用图 8-10 中的架构，为子过程控制器的基本功能设计并画出输入和输出参数。

分别为微波预加热和 MTS 渗透加入两个设备子过程的反馈调节回路，以此作为对图 8-24 中感应微波能耗和 MTS 流驱动响应。然后定义原位子控制器对预成形密度的 X 射线测量，以及纤维感测红外预成形温度。分别为 MTS 气流和预成形微波加热输出设备控制器参考值 v_1 和 v_2 ，并说明非原位方案子过程预成形密度和温度的参考输出 r_1 和 r_2 。

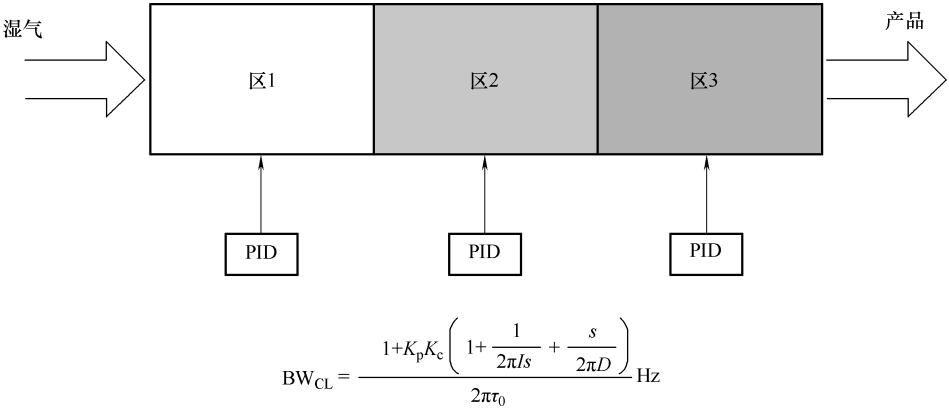


图 8-23 习题 8-2 图

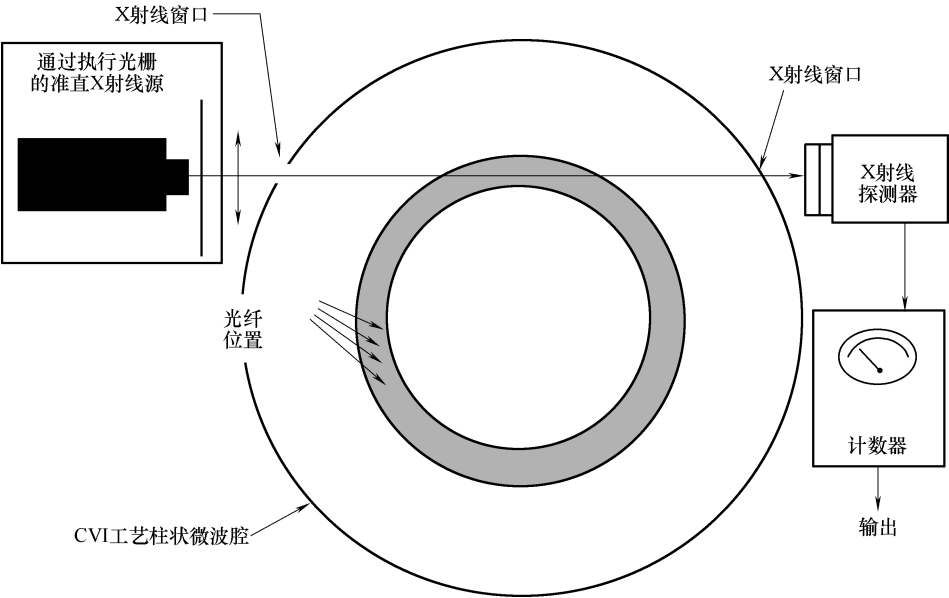


图 8-24 习题 8-3 图

8-4. 过程操作通常需要的信息并不在过程测量中，如性能约束或处理过程无限循环的恢复程序。在采用专门的规则的情况下，一个可接受的过程模型可以通过符号结构模仿过程情景来表示。请基于图 8-25 中处理情景构建描述沉积子过程操作的 IF、THEN、ELSE 规则。

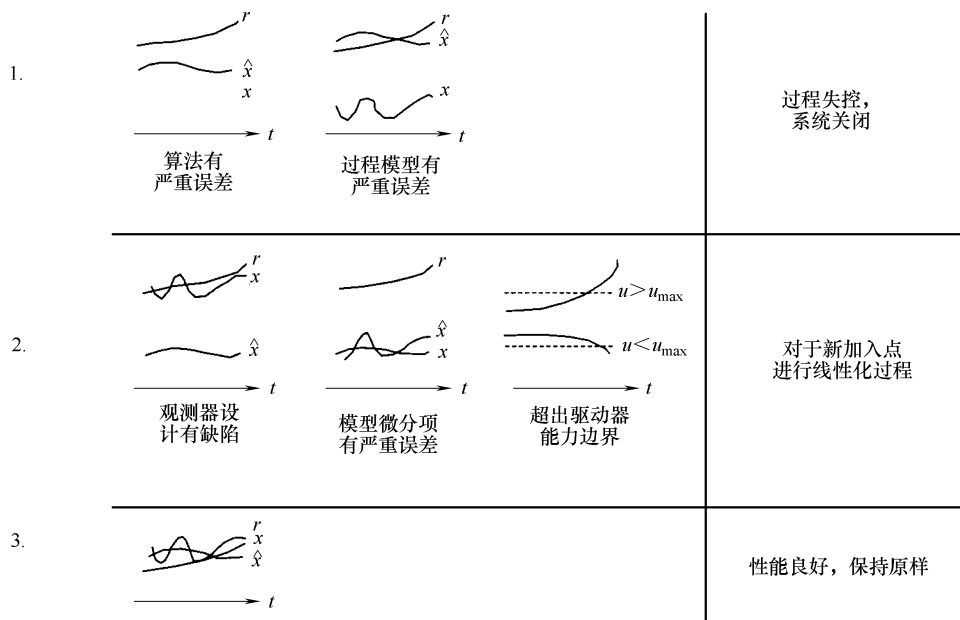


图 8-25 习题 8-4 图

参 考 文 献

1. Biggers, R.R. et al., "Emission Spectral-Component Monitoring and Fuzzy Logic Control of Pulsed Laser Deposition," *Engr. Applic. of AI* (11), 1998, 627-635.
2. Bobrow, D.G., *Qualitative Reasoning About Physical Systems*, MIT Press, 1985.
3. Boumis, P.V., *Chromate Application Improvement Options for Steel Galvanizing*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1996.
4. Garrett, P.H. et al., Qualitative Process Automation For Aerospace Composites, U.S. Patent 5,032,525. 1991.
5. Garrett, P.H., Limestone Scrubber Slurry Automatic Control Systems, U.S. EPA Office Research & Development, Final Report R 805758, Research Triangle Park, NC, 1980.
6. Griffin, M.F., *Method of Obtaining the Transfer Relationship Between Scrubber Stoichiometric Ratio and pH*, BSEET Sr. Thesis, Univ. of Cincinnati, 1978.
7. Heyob, J., *The Process Discovery Autotuner*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1991.
8. Jones, J.G., Intelligent Process Control of Fiber Chemical Vapor Deposition, Ph.D. Dissertation, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1997.
9. Jones, J.G., Jero, P.D., and Garrett, P.H., "Insitu Control of Chemical Vapor Deposition for Fiber Coating," *Engr. Applic. of AI* (11), 1998, 619-626.
10. Kokar, N.M., and Reveliotis, S.A., "Integrating Qualitative and Quantitative Methods in Model Validation and Monitoring," in *IEEE Symp. Intell. Control*, Philadelphia, 1991.
11. LeClair, S.R., Abrams, F.L., and Matejka, R.F., "Qualitative Process Automation: Self-Directed Manufacture of Composite Materials," *AI EDAM* 3(2), 1989, 125-136.
12. Moore, D.C., *Subprocess Control Design Methods for Advanced Materials Processing*, M.S.

Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1994.

13. Saridis, G.N. and Valavanis, K.P., "Analytical Design of Intelligent Machines," *Automatica*, 24(2), 1988, 123–130.
14. Suh, N.P., *Axiomatic Design*, Oxford University Press, New York, 2001.
15. Ziegler, J., and Nichols, W., "Optimum Settings for Automatic Controllers," *ASME Transactions*, November, 1942.

第9章 过程自动化应用

9.0 简介

本章介绍第8章提出的方法的多种具体应用。在第1个应用中，所描述的钛锻件在指定锻件温度和应变率范围内，其微结构采用了先验的 Ashby 图[⊖]（Ashby map）行为模型，从而在处理的全过程中，产品的体积大小能够保持不变。将决策和控制导向的测量过程功能特性应用到纳米材料产品中，并利用原位阻抗光谱和 Havriliak-Negami 现象关系来阐释纳米材料的分子动力学和微观形貌。采用与首要的材料属性有关联的归档的阻抗数据可以得到纳米材料的脱落形貌，这种形貌作为热学纳米复合材料特性，采用原位电场执行在目标产品中的锁定。

激光烧蚀沉积可以得到化学凝聚态物质，使得生产包括超导体在内的工程晶体产品成为可能。来源于质量、动量、能量过程的经验传感器数据为非原位方案建模提供了在线系统识别。在系统识别重构之前，启动基于规则的参数一致性偏差探测器，由此产生的前馈模型控制着这种烧蚀过程，使得可以沿着目标产品轨迹完成均匀的沉积。

接着会介绍钢的退火重结晶，采用了非原位方案 ANNEAL NET（退火网络），使用冲压钢带试件范例的参数（其中包括 Rockwell 硬度）对其进行了离线训练。该网络可以从经验中进行学习，然后去指导能够识别出10个退火区域温度值的梯度下降算法以减少钢带硬度变化。本章最后一个应用说明了分子束外延机的非线性相互作用的补偿，通过超线性通量校正来增强控制半导体生长的椭圆仪感应过程特性。

9.1 Ashby 图指导的等轴钛锻件

在航空领域中的一些关键的结构和依赖于对锻造强度进行精确的热机械处理的推动力部件都需要用到钛合金。这里论述了利用材料行为模型去优化 Ti-6Al-4V 合金性能的制造过程，包括微结构与锻造温度以及应变率的相互关系。上述过程状态步骤使一种无缺陷部件的生产变为可行，这种生产具备在无热工作的条件下产生拉

⊖ 利用变形机制来描述材料对加工工艺参数响应的加工图。——译者注

伸响应孔隙的特点。通过高速变形使得层状微结构破裂成为等轴晶粒结构，会完善锻件部件的质量。材料微结构前馈方案 Ashby 图指导完成上述处理步骤，定量控制着的锻件状态。

这种微结构特性能减轻成型过程中产品的损害，成为了这种锻造工艺的特点。图 9-1 所示的热机械变形 Ashby 图提供了非原位方案前馈控制的知识库。在低温 α 微结构相位的位错导致的成核现象中，发现了采用高速形变的无缺陷的等轴微结构^[24]。由于微观结构的复杂性，钛合金很难制造，但与体积变化相关的应变能量有利于等轴 α 相的沉积。

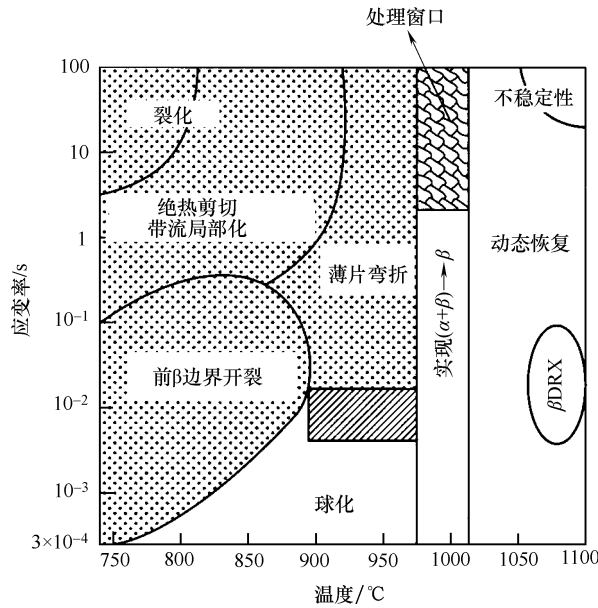


图 9-1 Ti-6Al-4V 微结构 Ashby 图

在锻造状态执行时，过程控制是被直接驱动的，并通过提供所需的设备控制器的各种功能，主要是温度调节和冲击速度控制，来保证钛合金的性能，这样可以使应变率保持在 1/s 以上。正如图 9-2 子过程影响图所示，由于没有实用的传感器，锻造驱动缺少原位微结构反馈控制。作为替代，通过给它们各自的传感锻造设备参数（包括锻造响应）的反馈调节提供设备控制器参考，原位补偿器实现了目标应变和温度曲线。

全世界超过 50% 的钛合金是 Ti-6Al-4V。这种材料的性能在制造过程中对过程的各种影响因素是很敏感的，例如锻造温度、应变率和加工状态，但只要事先充分定义好微结构，方案图就可以精确地执行锻造。并且，加入铝可以在低温时增加合金的强度，加入钒可以在高温时增加合金的韧性。设备参数中温度的上限值为 1100℃，应变率上限值为 10 /s。层状微结构的动力学破裂，包括等轴微结构上的沉淀现象，可以通过减小在疲劳载荷下裂纹的产生，从而提高产品的可靠性。

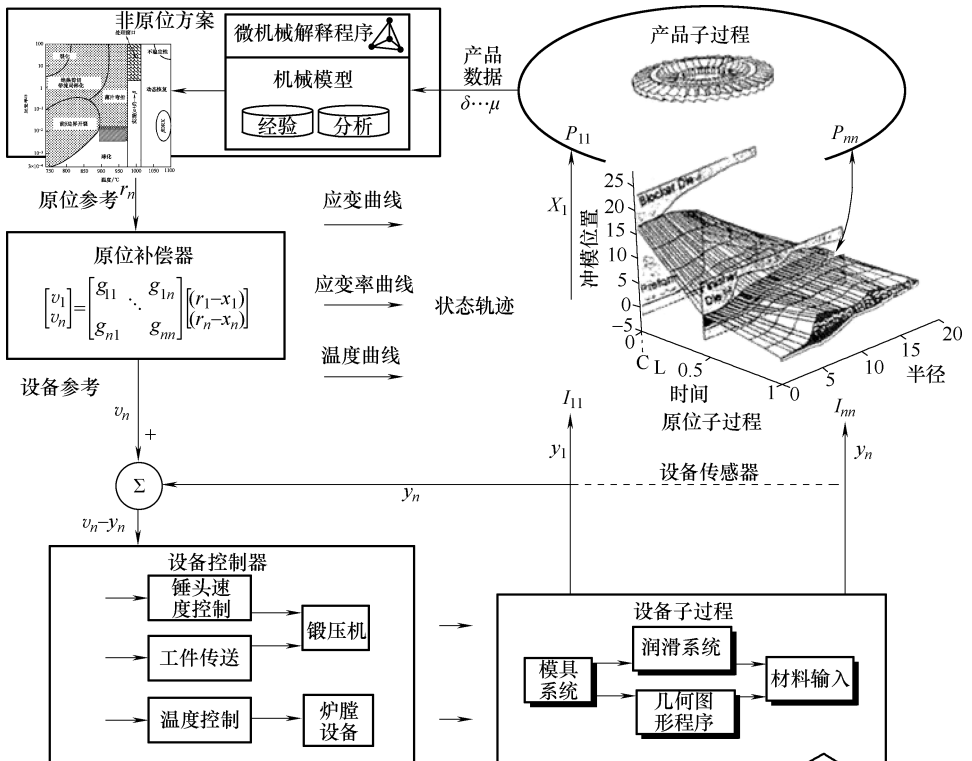


图 9-2 等轴钛锻件子过程影响图

9.2 脱层型纳米复合材料的光谱控制 z 拟合建模光谱控制

工程上的合成物及其可以调整的形态特性对于满足纳米材料的处理要求是很有价值的。在这里描述的制造系统阐述了类似于强度高、重量轻的人工假肢之类的有机/无机纳米材料的处理工艺。纳米材料性能的实现需要处理设备具有足够的测量精度和控制能力，以满足产品的合成和结构目标。这里描述的系统提供了先进的介电阻抗传感能力，使得可以获得以前无法获得的材料状态和属性。材料形貌可以由介电阻抗光谱参数测量进行充分解释，从而提供材料界面区域内的演进状态描述并使原位过程自动化。关注的材料混合物包括 EPON 862 聚合物基纳米填料宿主、1%~6%（按重量）纳米核心的 130E 纳米粘土蒙脱石矿物和 Epikure W 固化剂（见图 9-3）。

一个 Novocontrol 光谱仪的带宽为 $30\mu\text{Hz} \sim 20\text{MHz}$ ，其可以从材料的介电电荷和分子动力学中解析多种电参数。这些电参数与范围介于脱层（好）和聚合（坏）的产品相貌特征相关联。由于材料的分子和离子行为通常具有广泛的频率和阻抗范围，所以这方面对介电光谱仪有一个特殊的性能要求。纳米粘土也独特地展现出带有介电弛豫的强烈极化作用。例如，在固化过程开始时，低黏度的混合物变硬，固化结束时，随着离子活动逐渐减少，便可以对随后的交联反应进行测量。图 9-4 显

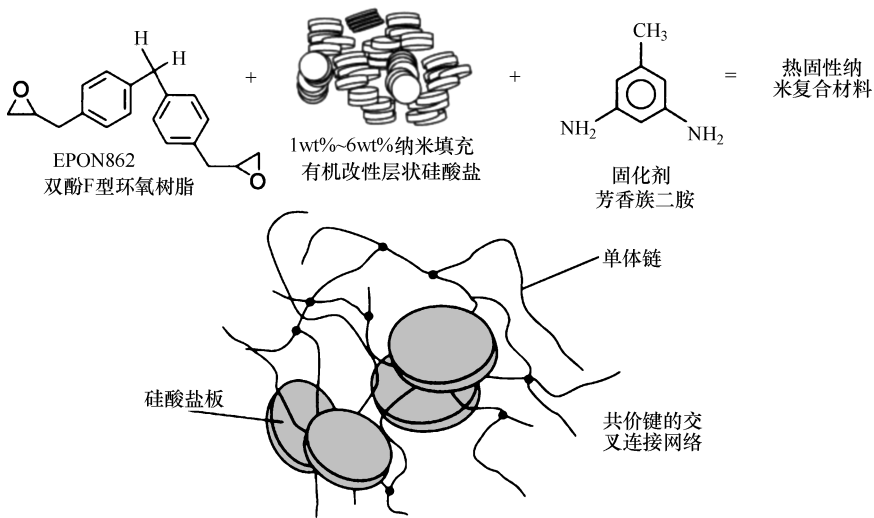


图 9-3 粘土环氧树脂纳米复合材料

示了光谱仪 α 弛豫参数形状的快照，显示了材料玻璃化温度（200℃）下识别出目标脱层形貌，它来源于从低于 1Hz 到 1MHz 的界面极化效应。

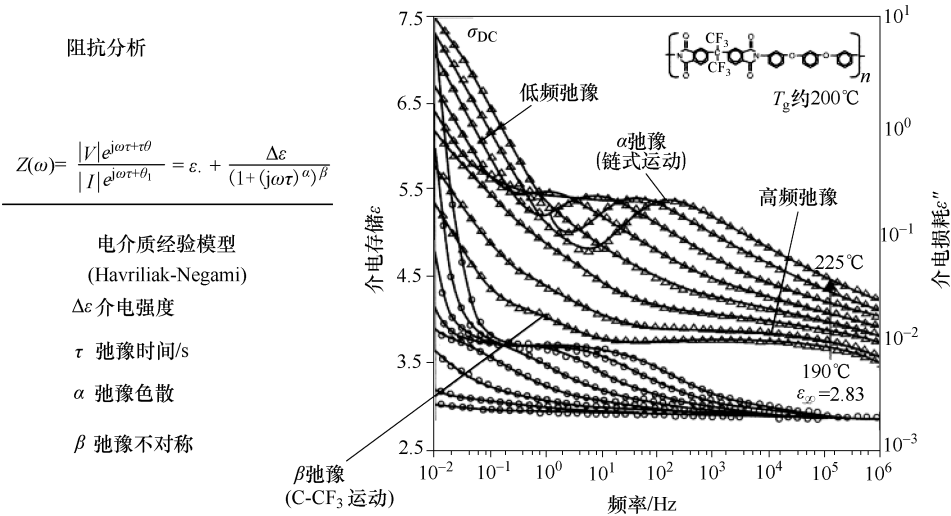


图 9-4 纳米复合材料光谱 z 拟合模型

Havriliak-Negami 关系提供了一个现象模型，支持了电介质阻抗解释，其功能可以在复杂非线性最小二乘法数据拟合（CNLS）综合分析的辅助下进行。在应用中，z 拟合软件可以反复迭代产品阻抗数据，使实时光谱仪感应的材料属性参数与所需的材料属性参数相一致^[11]。这种模型拟合程序也采用了 Levenberg-Marquardt 非线性最小二乘法技术去查找多元函数的极小值位置。

图 9-5 中的纳米复合材料的加工处理过程，既描述了 z 拟合前馈方案模型提供

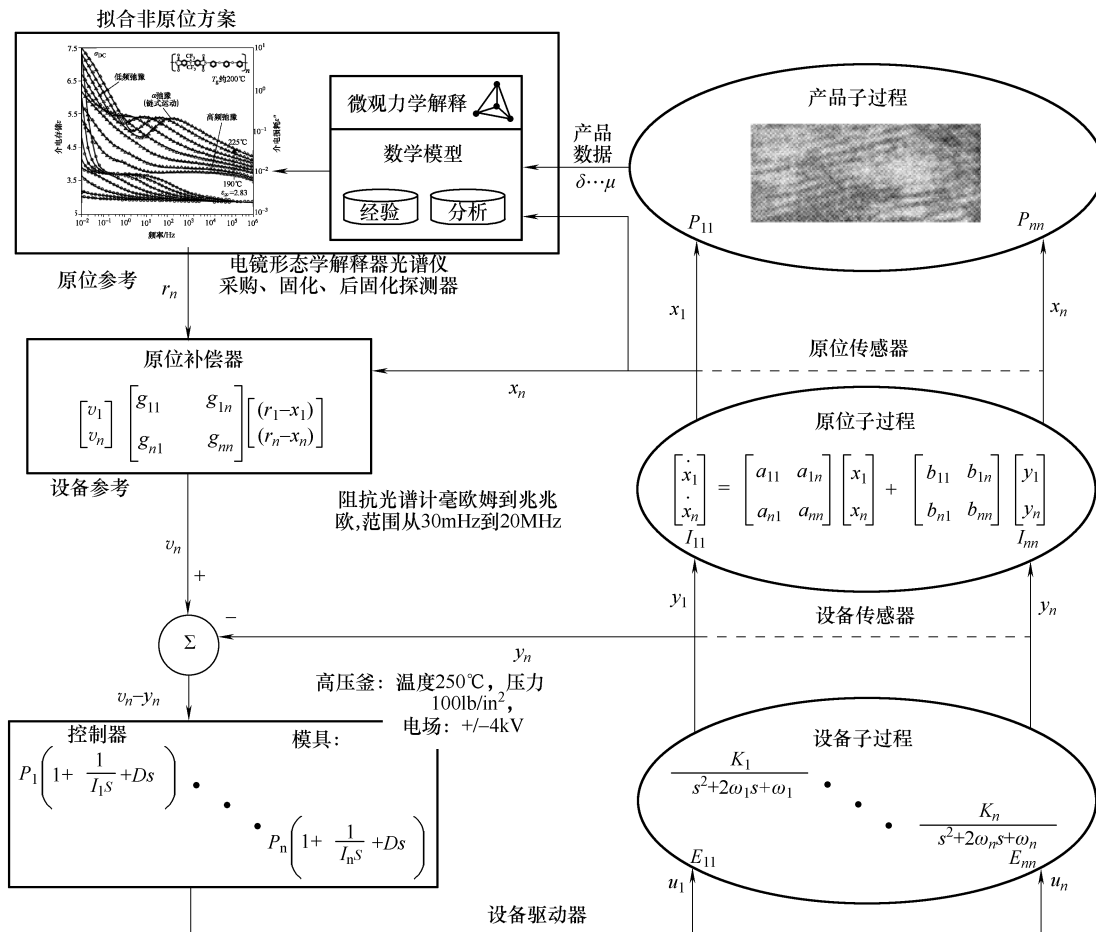


图 9-5 脱层型纳米复合材料子过程影响

的定量数据，也描述了在线阻抗光谱仪观测到的经验数据，使外加电场直接驱动能够从物理上锁定所需的脱层纳米材料形貌。通过高压釜固化物化反应，其转化为一种复合纳米材料，与从集聚形态影响中解耦得到的有用固化产物一起被保存。这保留了解耦子过程影响控制的优点，包括长时间常数失调的前馈方案衰减、短时间常数失调阻抗光谱原位控制以及通过设备参数调整得到的过程稳定性。确定制造产品的物理形貌需要经过实验的评估，包括采用透射电子显微镜（TEM）和全方位的 X 射线小角衍射（AXSA）进行评估。

9.3 自适应决策和控制下的超导体制造过程

钇钡铜氧化物（YBCO）是一种超导陶瓷材料，晶格结构如图 9-6 所示，92K 的临界温度使得它非常适合用于无损的航天电力系统中。然而，理想的 $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{6.85}$ 化合物的激光烧蚀加工工艺对化学计量的偏差很敏感，这种加工工艺需要原位过程控制方法具有通用性以实现制造一致性。由于缺乏定义激光烧蚀的过程模型，就采用一种将能量转换特征化的实用激光烧蚀沉积模型，如图 9-7 所示。相干紫外激光注入生成了高能量的电场和分子运动活跃羽流，同时也包括衬底上的沉淀和可能含有重组材料的中间化学反应。羽流的密度可以由颗粒分布方程建模，颗粒分布方程见笛卡尔材料分布函数^[23]。

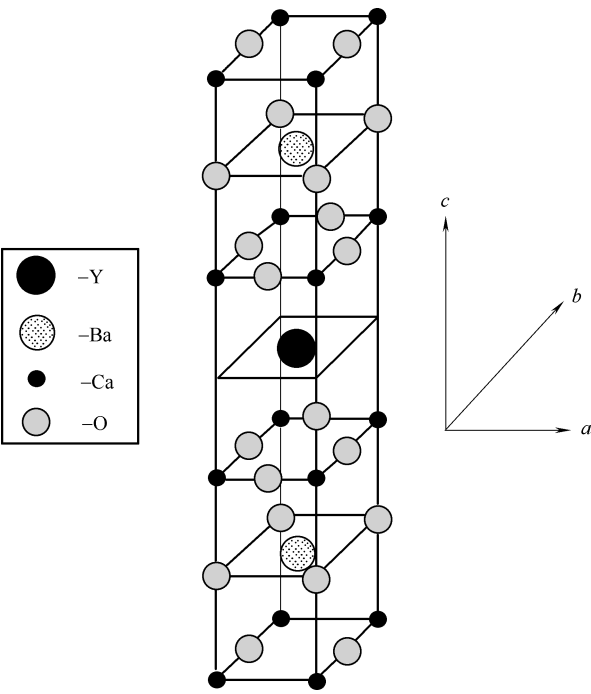
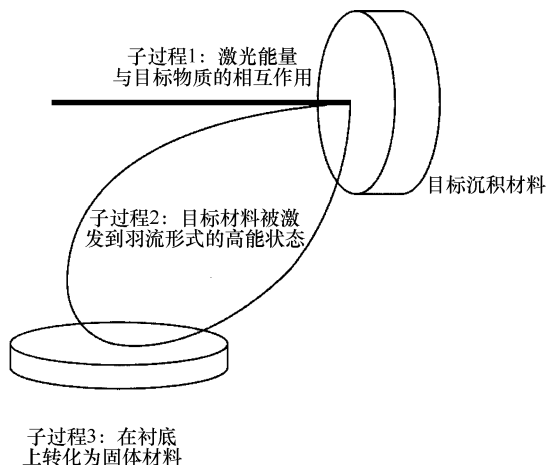


图 9-6 YBCO 正交晶超导体



$$n(x,y,z,t) = \frac{N_t t}{\sqrt{2\pi^2} \tau X(t)Y(t)Z(t)} \exp \left\{ -\frac{x^2}{2X(t)^2} - \frac{y^2}{2Y(t)^2} - \frac{z^2}{2Z(t)^2} \right\}$$

图 9-7 激光烧蚀子过程模型

由于激光烧蚀模型的不足，为超导体的连续生产创建一种有效的非原位方案是很困难的。通过对不同的微平衡沉积生长过程进行经验测量、光谱仪羽流以及入射激光能量传感器的过程数据进行处理，来应对这种挑战。然后获得的质量、动量和能量系统识别数据被导入到了一个自适应观测器的原位状态估计量中，如图 9-8 层次化子过程的影响图所示。自然过程解耦参数减少了过程的复杂性，参数矩阵定义见表 9-1。

表 9-1 光耦超导体子过程参数

$\begin{bmatrix} \text{SEM 形貌 (hilox)} \\ \text{XPS 光谱 (Å)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & 0 \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{密度率 (g/cm}^3\text{s)} \\ \text{XPS 光谱 (Å/s)} \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} \text{密度率 (g/cm}^3\text{s)} \\ \text{微天平厚度 (Å/s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{11} & 0 \\ I_{21} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{激光能量 (mJ/cm}^2\text{)} \\ \text{温度, 压力 (°C, Torr)} \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} \text{激光能量 (mJ/cm}^2\text{)} \\ \text{温度, 压力 (°C, Torr)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{11} & 0 \\ 0 & E_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{激光能量和 PRF} \\ \text{加热器, 真空泵} \end{bmatrix}$

对衬底厚度以及厚度的沉积率都敏感的激光沉积材料允许使用放置在等离子体羽流中石英晶体微天平采集制造过程状态，该微天平不能挡住衬底。根据式 (9-1) 中的算法，由于沉积物质导致的晶体频率变化，一个 Inficon 公司的 XTC 传感器显可以检测的厚度 t_f 为 $10 \sim 10000 \text{ Å}^\ominus$ 。离线扫描电子显微镜证明了沉积薄膜

$^\ominus$ $1 \text{ Å} = 0.1 \text{ nm} = 10^{-10} \text{ m}$ 。——译者注

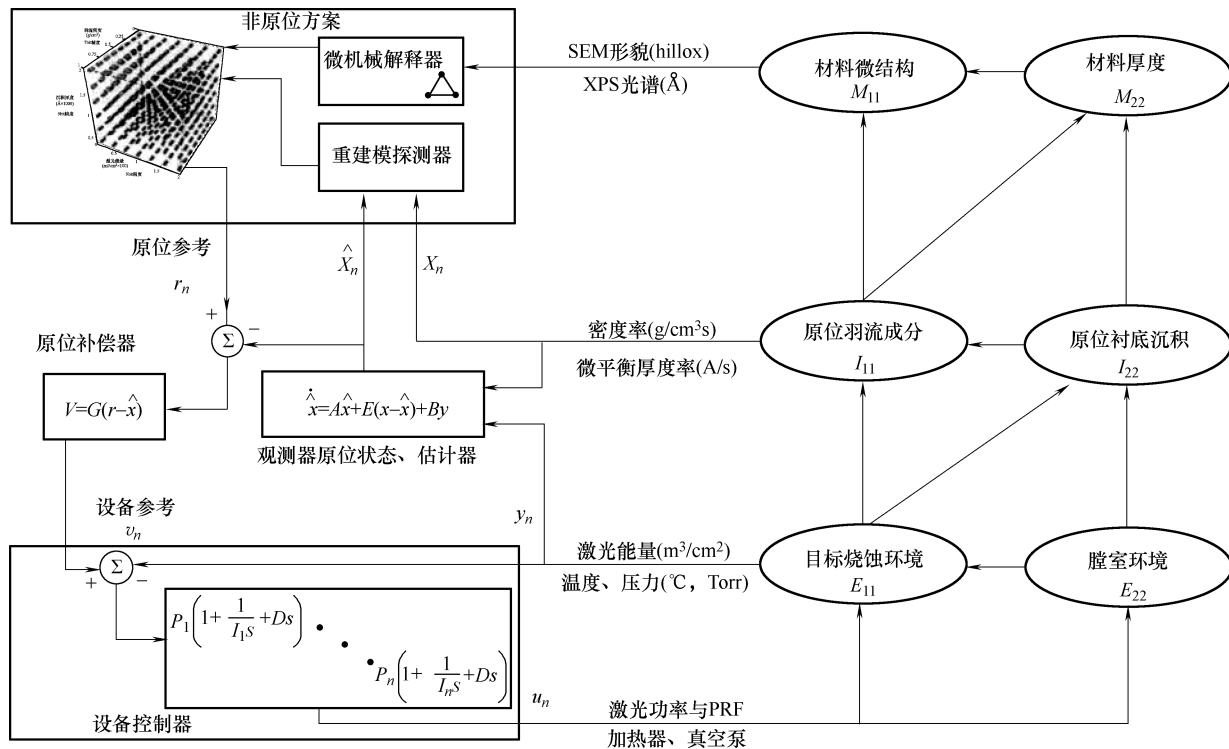


图 9-8 超导体沉淀子过程影响图

的典型厚度偏差约为 3% FS，相当于 5bit 二进制有效精度。第二，发射光谱羽流允许在 $1.5\mu\text{s}$ 宽度、-3dB 羽流振幅时进行化学线性光谱测量，采样率高达 400M 采样/s（见表 4-2）。采集到的数据，参照统一的满量程，被转换成二进制数字信号，得到式（9-2）所示的精度。第三，激光辐射热功率传感器具有 0.1% FS 平均线性度，它将信号数字化后输入给激光控制器，存在 $0.11\% \text{FS} 1\sigma$ 的随机误差。将平均线性误差和随机误差相加，得到 0.21% FS 的测量误差，根据式（9-3），这相当于 9bit 二进制有效精度。图 9-9 描述了这些信号采集系统以及它们采集数据的精度。借助表 5-7，可以方便地将采集数据的精度，在十进制和二进制表示之间进行转换。这种超导体过程的传感器套件如图 9-10 所示。

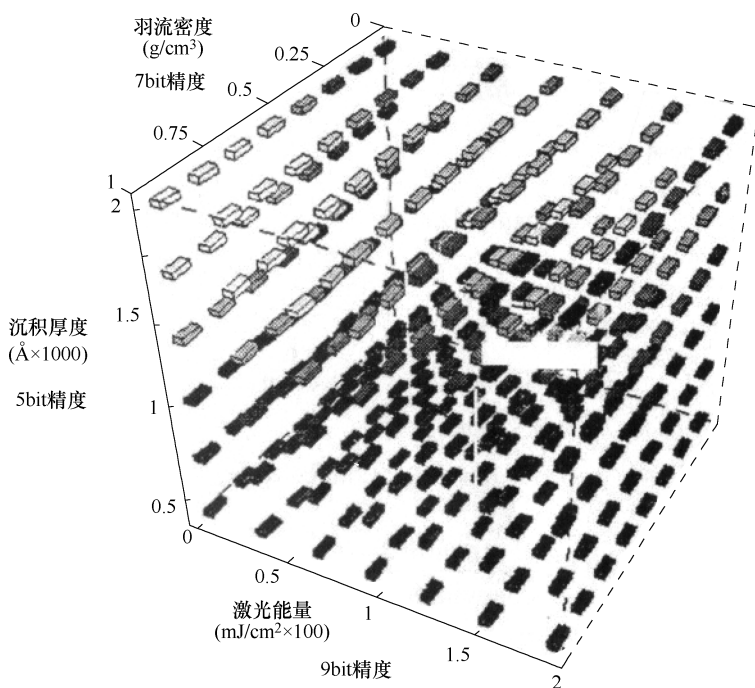


图 9-9 质量动量能量系统识别

$$t_f = \left[\frac{N_q d_q}{\pi d_f f_c C} \right] \quad \text{厚度算法} \quad (9-1)$$

式中 t_f ——薄膜厚度；

d_q ——石英密度 (g/cm^3)；

N_q ——晶体频率常数 (Hz/cm)；

d_f ——薄膜密度 (g/cm^3)；

f_c ——晶体涂层频率 (Hz)；

C ——校准常数 ($1/\text{cm}^2$)。

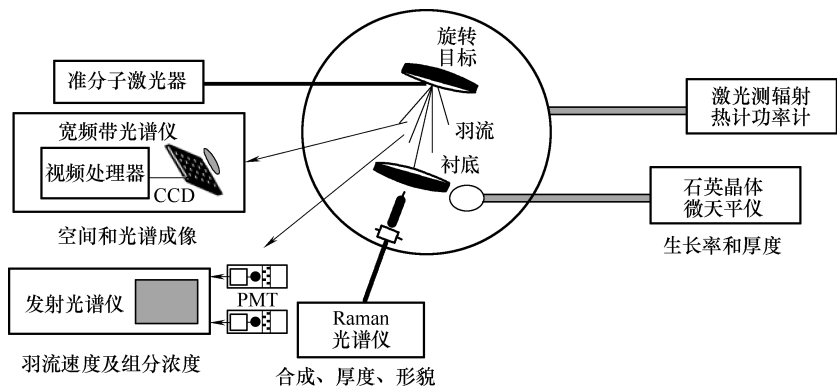


图 9-10 超导体过程传感器套件

$$\begin{aligned} 2^{-n} &= 0.03 \text{ 厚度分辨率} \\ n &= \lceil 3.32 \log(2^{-n}) \rceil \\ &= 5 \text{bit 非原位厚度精度} \\ 2^{-n} &= \frac{\sqrt{2\pi} \text{ 羽流 BW}}{\sqrt{5} \text{ 采样 } f_s} \\ &= \frac{\sqrt{2\pi} (2/1.5 \mu\text{s 宽度})}{\sqrt{5} 400 \text{ 兆采样点}} \\ &= 0.0066 \text{ 羽流振幅精度} \\ n &= \lceil 3.32 \log(2^{-n}) \rceil \\ &= 7 \text{bit 原位羽流精度} \\ 2^{-n} &= 0.0021 \text{ 激光能量分辨率} \\ n &= \lceil 3.32 \log(2^{-n}) \rceil \\ &= 9 \text{bit 原位羽流精度} \end{aligned} \tag{9-2}$$
$$\tag{9-3}$$

包含了前馈生产模型的非原位方案结构，解决基于事件的原位控制参考，该参考沿着实现既定产品目标过程状态轨迹。由于工艺设备的调节往往限制了产品目标的实现，因此方案十分重要。虽然非原味方案的表示能够高度界定，但是由于产品属性和激光烧蚀效率的偏差，很难实现激光沉积处理。对于激光靶设备子过程来说，过程的非线性是最小的问题，激光靶设备子过程输出 y_n 作为输入 u_n 的响应。对于沉积性能来说，原位羽流子过程更加关键，引入更多的非线性，因此需要一个更全面的控制执行去达到产品的规格要求。

基于观察者模式的超导体自适应原位方案采用了测量得到的质量，动量和能源系统识别数据去执行原位反馈控制，如图 9-8 所示。作为由原位参考 r_n 和原位补偿器 G 矩阵执行的非原位方案的响应，原位子过程参数 x_n 由观察者反馈控制器 E 矩阵和设备测量量 y_n 进行控制和影响。观察者模式的原位状态估计器的优点还包

括可以改进原位控制性能的过程噪声和扰动传递衰减,其中无噪声的原位估计参数 x_n 被用在控制算法中来代替测量值 x_n 。这些值之间的偏差使超导生产线的实际情况偏离了理想状态,其检测启动 E 矩阵的重建模以用 x_n 实现 x_n 的收敛。图 9-11 中的一致性规则库描述了重建模的初始化。

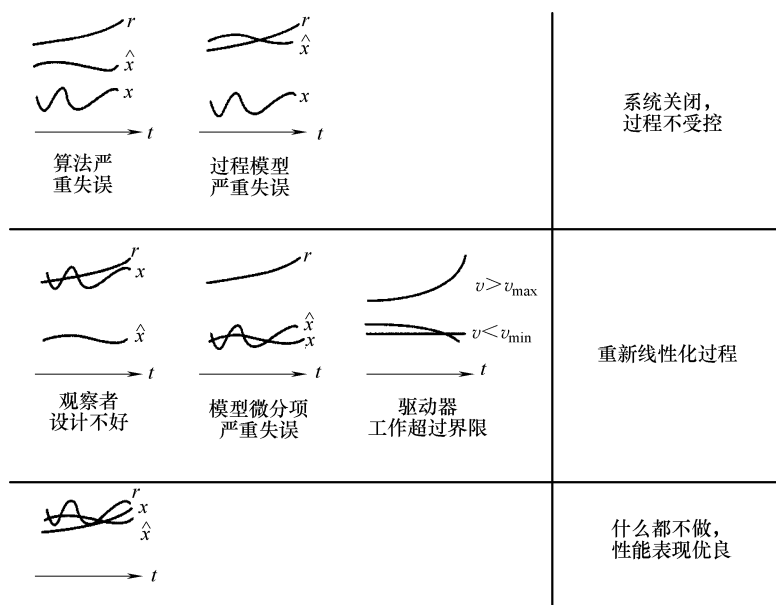


图 9-11 重建模一致性规则库

对采用径向基底函数式 (9-4) 和式 (9-5) 的非原位方案的识别重建模进行了更新,这两个方程分别定义了厚度增长率 m 和羽流密度 a ,用于重新定向激光能量 e 和重复率 p 的选点控制。将这些参数导入重建模的线性偏微分方程式 (9-6) 中去重新获得反映超导体生产率的原位厚度和羽流密度状态重建模会由于持续的生产状态漂移而反复执行。值得注意的是图 9-9 系统识别的示例中最大值发生在羽流密度指数 0.75、沉积厚度 2.0 和激光能量指数为 0.5 时,激光能量指数为 0.5 相当于可用能量的 1/4。

厚度:

$$\dot{m} = \sum k_m \exp \left\{ -\frac{|m - \mu_{mh}|^2}{2\sigma_{mh}^2} - \frac{|a - \mu_{ah}|^2}{2\sigma_{ah}^2} - \frac{|e - \mu_{eh}|^2}{2\sigma_{eh}^2} - \frac{|p - \mu_{ph}|^2}{2\sigma_{ph}^2} \right\} \quad (9-4)$$

羽流:

$$\dot{a} = \sum k_a \exp \left\{ -\frac{|m - \mu_{mh}|^2}{2\sigma_{mh}^2} - \frac{|a - \mu_{ah}|^2}{2\sigma_{ah}^2} - \frac{|e - \mu_{eh}|^2}{2\sigma_{eh}^2} - \frac{|p - \mu_{ph}|^2}{2\sigma_{ph}^2} \right\} \quad (9-5)$$

重建模:

$$\begin{bmatrix} \dot{m} \\ \dot{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(m, a, e, p) \\ f_2(m, a, e, p) \end{bmatrix} = \frac{\partial f}{\partial (m, a)} \bigg|_{m_0, a_0} \begin{bmatrix} \Delta m \\ \Delta a \end{bmatrix} + \frac{\partial f}{\partial (e, p)} \bigg|_{e_0, p_0} \begin{bmatrix} \Delta e \\ \Delta p \end{bmatrix} \quad (9-6)$$

式中 m ——微量天秤测量到的厚度 ($\text{\AA}$)；
 a ——光谱仪测量到的羽流密度 (g/cc)；
 e ——激光能量密度 (mJ/cm^2)；
 p ——激光脉冲频率 (Hz)。

9.4 神经网络衰减的钢退火硬度偏差

这里讲述了采用神经网络指导延性重建的钢的再结晶退火。这是利用了经过离线训练的非原位方案退火网络来实现的，训练时使用了包括 Rockwell 硬度在内的条状钢带参数。训练网络提供了一个梯度下降算法指南，这种算法可以为钢带硬度偏差衰减识别出 10 个退火区温度值。退火过程可将冷轧钢带在其晶粒微结构的热改性纳入控制在 2 个 Rockwell 单位内^[22]。惠灵-匹兹堡钢铁公司 (Wheel-Pittsburgh Steel Corporation) 提供的它们的退火产品，如图 9-12 所示，其中包括用于网络训练目的的 3519 个独立的条状钢带参数样本。

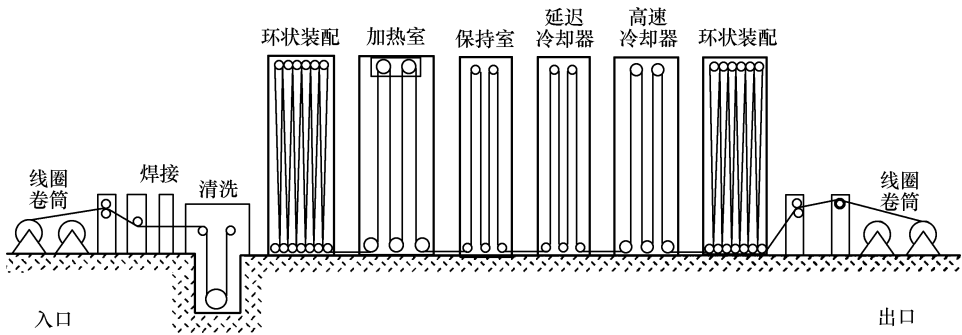


图 9-12 钢的再结晶退火设备

通过计算智能化的方法，用于恢复冷轧钢带的延展性的热退火可以在普通钢的过程操作中得到改进。物理设备的大尺寸制约了过程工艺的改进，但是由于多种过程工艺参数可供调节，因此改进机会还是有的。目标是通过不断试验找到过程补偿方法来提高产品产量。这一努力的成果包括一个基于神经网络的包含明确的产品属性建模的非原位方案、与设备区域温度相一致的原位带钢温度以及由于带钢表面面积与体积的比值最佳而简化了的区域加热控制。图 9-13 所示的子过程影响图说明了这点。

采用类似以前的测试样品来定义钢带的延展性的产品属性建模有利于钢再结晶退火过程工艺的改进，冷轧钢带表现出晶粒的伸长并伴有强度和硬度的增加，但延展性的降低限制了它对产品成形例如冲压操作的价值。幸运的是，再加热冷轧钢板到 750°F 重结晶的例子恢复了韧性微观结构特性。然而，对于连续移动的带材，通

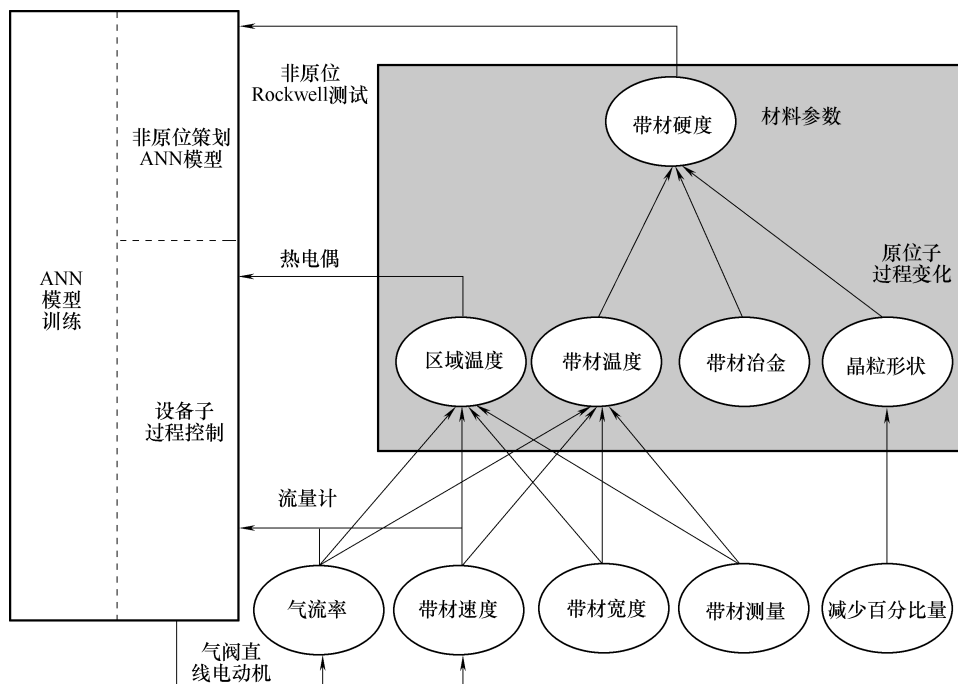


图 9-13 再结晶退火子过程影响力

过变化指定的钢材热供应来最小化终端到终端的硬度偏差是具有挑战性的，常常依赖于反复试验。Rockwell 硬度的测量是一种非原位机械测量，即从样品打孔形式试件测试得到钢条的变形抗力。Rockwell 差分测量有利于计算的准确性。60Rockwell 硬度是钢带退火的典型处理目标。

生产过程需要适当的模型来指导控制变量能够沿着理想的过程状态轨迹以达到产品的规格目标。这是假设存在能够处理和控制的设备以及鲁棒产品属性建模。对再结晶退火非原位方案的简化有两个考虑：过程行为的时不变性和钢带具有的独立于冶金合成物的硬度。构造一个名为退火网络的神经网络过程模型中，需要 13 个过程输入参数，产生提供一个 Rockwell 硬度的输出参数，这 13 个过程参数中包括带钢轨距、带钢宽度、带钢速度和 10 个设备区温度值。

退火网络是一种前馈网络，具有一个对训练权重值 w 采用反向传递的隐含层，其中训练权重值 w 包含一个动量因子 α 来加速学习。这种设计采用的结构如图 9-14 所示。反向传递是一个学习的过程，对于系统的所有输入和参数，通过继续从输出到输入后向计算，为非线性微分系统计算输出的微分。双极型反曲激活函数 $f(S)$ 确保网络可以有能力的容纳前面提到的大量的输入端。它的微分可以由公式 $f'(S) = \lambda/2 [1 - f(S)^2]$ 得到， λ 用来调节陡度。隐藏层由 5 个神经元组成。在图 9-15 中，训练误差采用 3519 个产品试件，每个由测量硬度和两个预测 Rockwell 硬

度单位的微分误差组成。过多训练试件的使用造成网络的过度训练，这样做并没有额外的好处。

$$f(S) = \frac{1}{1 - e^{-\lambda s}} - 1 \quad \text{双极 sigmoid 函数}$$

(9-7)

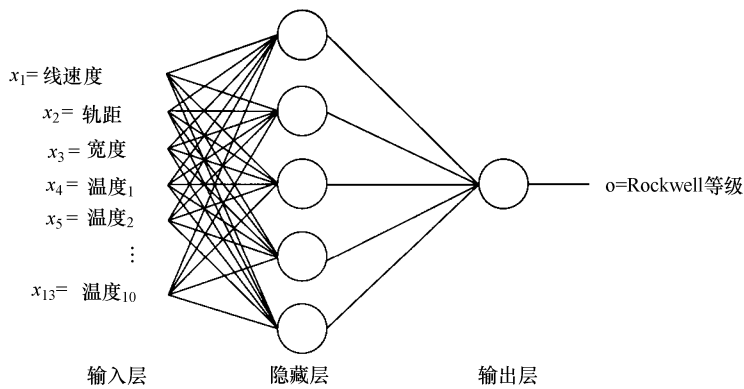


图 9-14 退火网模型结构

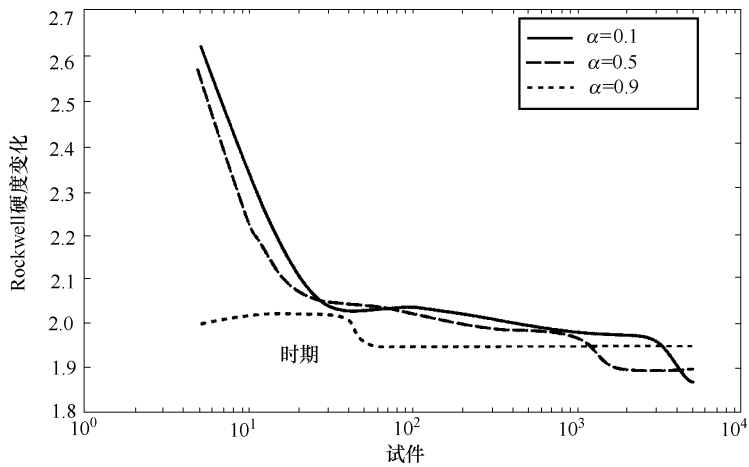


图 9-15 退火网络洛氏硬度随试件训练的变化

确定非原位规划区温度得到了基于生产带钢轨距、宽度和线速度这些参数输入的工作温度值。通过采用梯度下降算法的更新估计，这些参数会使网络输出硬度 o 收敛于目标硬度 h 上。由估计得到的 10 个区域温度得到设备温度设定值。一个相关成本函数误差 C 用来指导上述计算，计算时鼓励网络硬度输出改变，即输入数据采样和区域温度迭代减少 C 。通过网络权值的适应可以实现成本函数的最小化，这个适应过程是输出被作为反向传播训练的估计反馈回去来实现。图 9-15 绘制的 3 种 α 值的权值迭代关系实现了动量学习与误差最小化之间的折衷。梯度下降算法

如图 9-16 所示。

$$C = \frac{1}{2}(o - h)^2 \quad \text{成本函数}$$

(9-8)

$$\frac{\partial C}{\partial x} = - (h - o) \frac{\partial o}{\partial x} \quad \text{灵敏度微分}$$

(9-9)

$$\Delta w(i) = \frac{\partial C}{\partial w(i)} + \alpha \Delta w(i - 1) \quad \text{权重迭代}$$

(9-10)

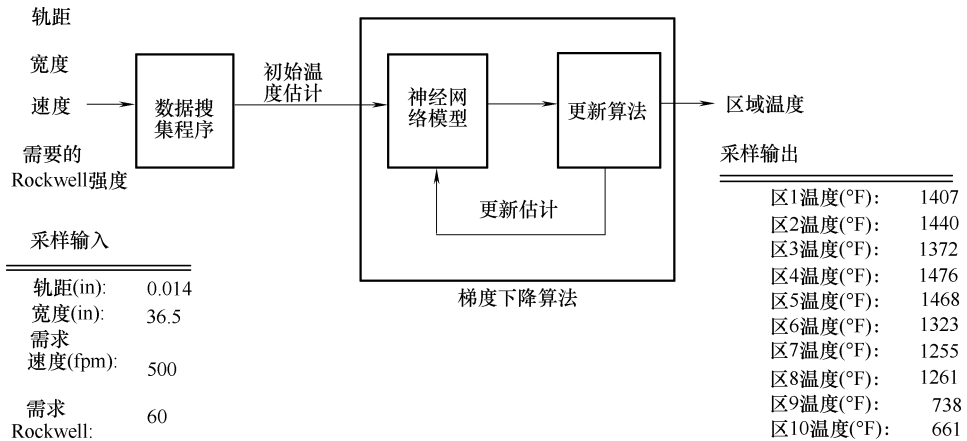


图 9-16 梯度下降算法指导的神经区温度

9.5 超线性分子束外延通量校正

贝尔实验室的 Al Cho 于 20 世纪 60 年代开发了用于光电设备生产的分子束外延机 (MBE)。MBE 提供了半导体材料的通用生长方法，可以持续用于新器件原型设计，并且它的特点是具有一个处于液氮温度和 10⁻¹⁰Torr 压力下，对污染物高度隔离的束源炉。MBE 用工业过程控制的鲁棒性去实现 MBE 实验室过程自动控制；通过从设备偏差的来源、干扰奇点和处理失调中解耦束源炉通量渗漏，增强 MBE 机器的性能以提升生长控制的椭圆感应特性，这些都是很有价值的。图 9-17 描述了一个 MBE 机器包含的典型过程和控制设备。

图 9-18 描述的超线性通量校正技术促进了分子束外延半导体工艺的发展。这有助于采用多层薄膜形式的光电器件的发展以及产品性能的改善。标称分子束外延机变量可以通过取代采用经典调节方法的梯形 PID 温控调节器来获得。第 2 个改进是对束源炉开口处的通量热瞬态干扰前馈规划进行补偿。第三，将传统的单元双向晶闸管交流电源驱动替换成直流电源驱动去消除电力电源频率修正引起的通量失调。这些改进有利于增强半导体生长特性的光谱椭圆光度法原位控制测量，包括实现多容器通量在 1σ 偏差时同步到 1% FS 以内。

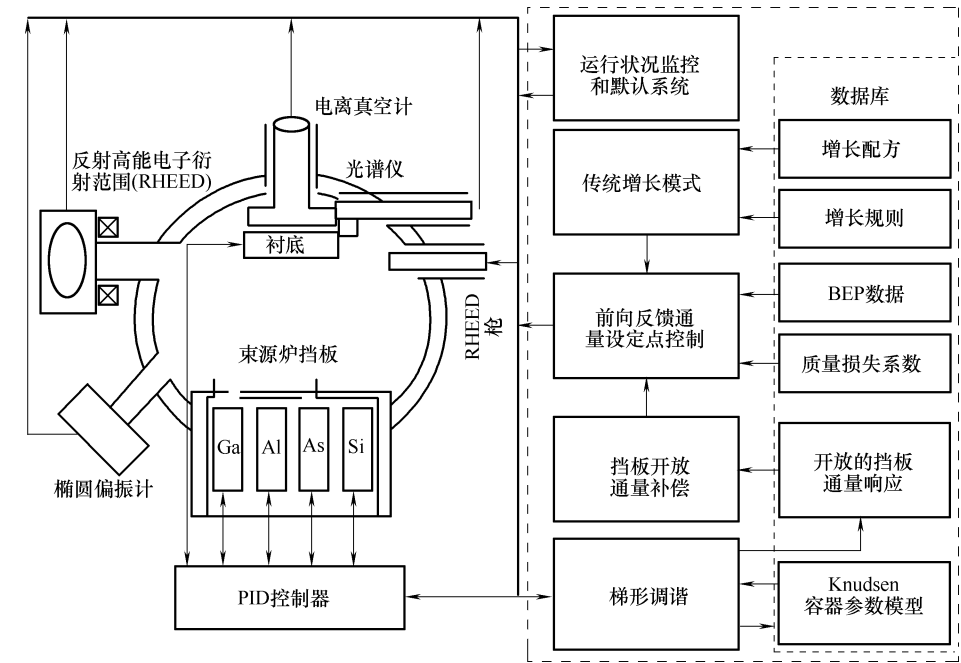


图 9-17 MBE 设备

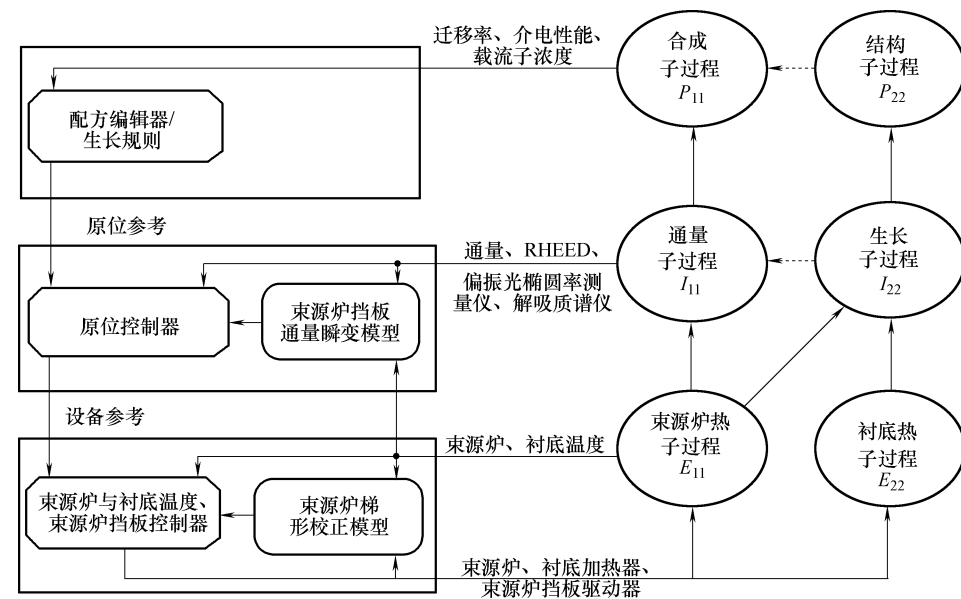


图 9-18 MBE 超线性校准子过程影响图

根据式 (9-11)，当补偿消耗的束源炉材料损失时，分子束外延机跟踪与磁通 F 相关的束源炉的温度值从而确定分子束等效压力 (BEP) F 。束源炉的温度精度和控制调整是这个通量推算的关键，这是由于束源炉通量离子计必须被重新定位

以允许材料能顺利生长。实验观察表明，对于温度设定值的变化值超过 50℃，需要返回束源炉温度控制器 PID 的值来维护通量的精度。控制器调整必须实现无条件的稳定性。束源炉和设定值点温度值之间的最小稳态误差以及在束源炉负载变化之后的不变的通量，这些都是由正确的控制器增益 P 、积分时间 I 、微分时间 D 确定的。图 8-4 展示了一个梯形调整与 1/4 衰减控制器^[8]进行比较时在温度稳态误差方面产生的半阶幅度衰减。

$$F = \frac{A \cos \theta P}{\pi r^2 \sqrt{2 \pi m k T}} \quad (9-11)$$

式中 F ——晶片通量大小（原子数/cm²）；

A ——Knudsen 束源炉孔径面积；

θ ——束源炉晶片偏移角度；

P ——晶片上通量压力；

T ——Knudsen 容器温度；

r ——最短的束源炉晶片距离；

k ——波尔兹曼常数；

m ——污水质量。

每一个束源炉成分蒸发物都有一个有限的热容量，例如它们各自的对以下两者的通量响应：一是加热器激励温度输入变化的时间常数 τ_0 ，通常是 1s；二是在束源炉开口时蒸发物输出通量的时间常数 τ_2 ，在图 9-19 上观测为 20s。根据式（9-12），

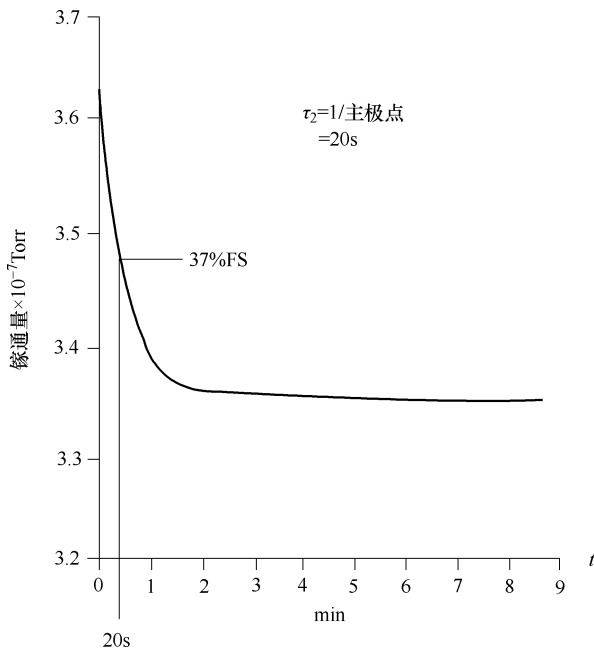


图 9-19 束源炉开放通量时间常数

图 9-20 接着描述了一种增加束源炉温度设定值的前馈温度补偿算法，可以在束源炉打开之前取消通量瞬态的下降。图 8-4 所示的梯形过程滞后测量定义了这种先于束源炉打开之前补偿的起始时间。束通量值的通量扰动校正值的 10% 到 1% 可以用本补偿器来实现。

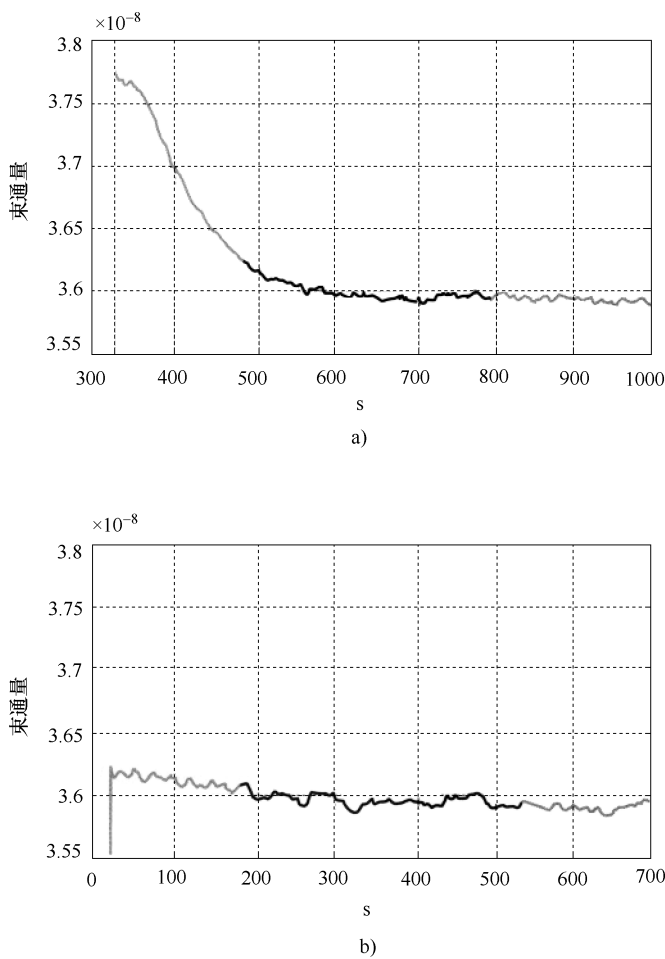


图 9-20 容器焓通量瞬态前馈补偿器

- a) 没有束源炉挡板开放的瞬态补偿器束源炉挡板开放通量
- b) 有束源炉挡板开放的瞬态补偿器束源炉挡板开放通量

$$+ \Delta R_k = \frac{\Delta R'_k \Delta \text{Flux}}{0.9 \Delta \text{Flux}'} \left[1 + \left(\frac{\tau'_2 - \tau_2}{\tau_2} \right) \right] \exp(-t/\tau_2) \tag{9-12}$$

式中 $+ \Delta R_k$ ——初始化过程时延 t_0 时刻之后束源炉挡板瞬态补偿温度设定值增量；
 ΔFlux ——束源炉挡板相对于稳态开放的通量变化；

- τ_2 ——来自 ΔFlux 的蒸发物时间常数;
- $+\Delta R'_k$ ——用于开放的束源炉挡板碰撞试验任意温度设定值增量;
- $\Delta\text{Flux}'$ ——用于 $+\Delta R'_k$ 束源炉挡板相对于稳态开放的通量变化;
- τ'_2 ——来自 $\Delta\text{Flux}'$ 的蒸发物时间常数。

线上的过程数据进一步揭示了在 10min 的间隔里, 通量的幅度失调多达平均通量值的 8%。分析也揭示了对依赖计算功率周期计时的用户, 电子功率设备按毫赫兹频率每 10min 执行一次矫正去补偿发电机转速的变化。校正 MBE 机器通量失调的源头要分为两种: 一种是常用的双向晶闸管交流电源驱动单元温度加热器; 第二种是一个典型的单位带宽为 0.008Hz 的通量蒸发剂, 由允许毫赫兹频率功率校正传输给通量输出的式 (9-13) 来进行计算。除了从单元通量源做功耗频率校正, 即刻的能耗提供了控制响应。除了与来自束源炉通量源的功率频率校正解耦外, 直流电流的瞬时可用功率密度也对控制响应有所改进。

通过多波长光谱椭圆偏振技术, 前面讲述的 MBE 机器焊剂校准可以帮助半导体产品提高精度。依靠于分层产品媒介的光学作用, 无损原位表面测量和衬底特性有助于机械化结构和合成物控制。这种传感器系统如图 9-21 所示。在实践中, 通过衬底生长反映的椭圆极化激光发射, 由电场 (Ψ) 和相位 (δ) 与波长的比值来估计材料性能。衬底光学参数 n 、 k 、 d 分别代表折射、消光系数和厚度, 它们一同组成了 Fresnel 方程^[26]。

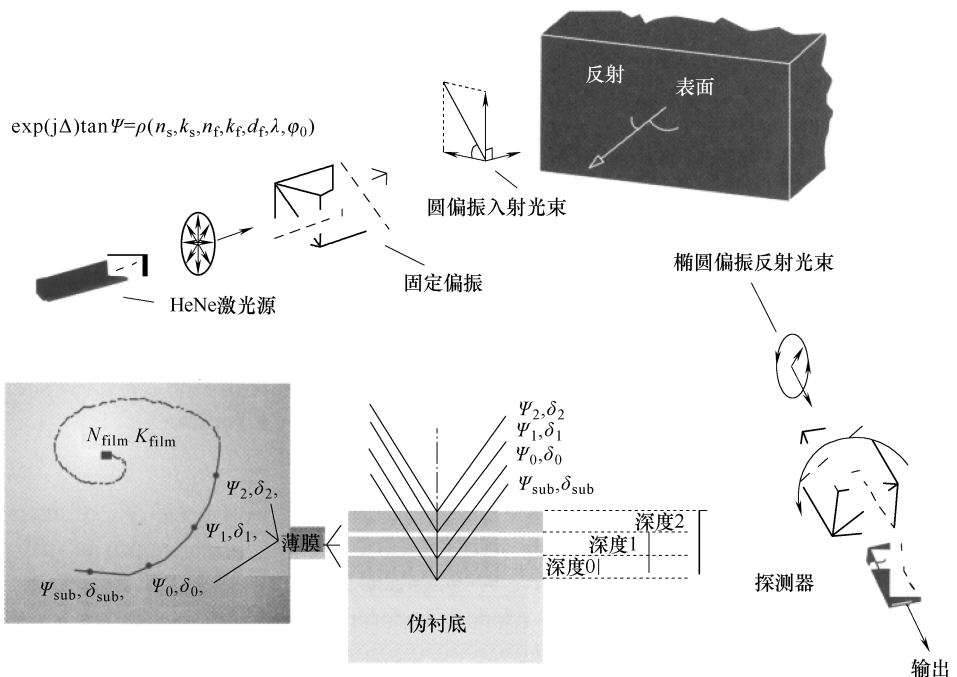


图 9-21 MBE 原位椭圆偏振生长传感器

$$\begin{aligned}
 BW &= \frac{\text{主极点}}{2\pi} \quad \text{来源炉带宽} & (9-13) \\
 &= \frac{1}{2\pi\tau_2} \\
 &= \frac{1}{(2\pi)(20\text{s})} \text{ 对于 Ga} \\
 &= 0.008\text{Hz}
 \end{aligned}$$

参 考 文 献

1. Busbee, J., Laube, S.J.B., and Jackson, A.G., "Sensor Principles and Methods for Measuring Physical Properties," *J. of Materials*, Vol. 48, No. 9, September 1996, 16–23.
2. Cho, A.Y., "Growth of III-V Semiconductors by Molecular Beam Epitaxy and Their Properties," *Thin Solid Films*, No. 100, 1983.
3. Frost, H.J., and Ashby, M.F., *Deformation Maps*, Pergammon Press, 1982.
4. Garrett, P.H. et al., "Decoupled Flux Control for Molecular Beam Epitaxy", *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, Vol. 6, No. 4, November 1993, 348–356.
5. Garrett, P.H., Jones, J.G., Moore, D.C., and Malas, J.C., "Emerging Methods for the Intelligent Processing of Materials, *J. Matls. Engr. and Performance*, Vol. 2, No. 5, 1993, 727–732.
6. Gibson, J.R. et al., "Automatic Control System for the Continuous Annealing Line at USS-POSCO," *Iron and Steel Engineer*, Vol. 69, March 1992, 424–429.
7. Haykin, K., *Neural Networks*, Macmillan, New York, 1994.
8. Heyob, J.J. et al., A Hierarchical Control System for Molecular Beam Epitaxy, U.S. Patent 5, 461,559, July 1996.
9. Ishikawa, T. et al., "Application of Modern Control to Temperature Control of the MBE System," *Japan J. Applied Physics*, Vol. 29, No. 3, March 1990.
10. Jacobs, J.D. et al., "Toward Closed-Loop Process Control of Nanocomposites: Impedance Monitoring and E-Field Directed Morphology," in *SAMPE*, Boston, 2010, pp. 1–8.
11. Jacobs, J.D., *Online Impedance Spectrometry of Thermoset Nanocomposites for In-Situ Process Control*, Ph.D. Dissertation, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 2009.
12. Jones, J.G. et al., "Image Processing Plume Fluence for Superconducting Thin Film Deposition," *Engr. Applications of AI*, Vol. 13, No. 5, October 2000, 598–601.
13. King, P.J., and Mandani, E.H., "The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes," *Automatica*, Vol. 13, Pergammon Press, UK, 1977, p. 235.
14. Laube, S.J.P., *Hierarchical Control of Pulsed Laser Deposition for Manufacture*, Ph.D. Dissertation, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1994.
15. Laube, S.J.P., Pulsed Laser Deposition Improvement by Self-Directed Control, USAF Technical Report, WL-TR-95-4079, May 1995.
16. Lubbers, D.P. *In-Situ Monitoring and Control of Pulsed Laser Deposition of Superconducting Films*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1996.
17. Malas, J.C., et al., Microstructure Driven Design, USAF Technical Report. WL-TR-96-4109, May 1996.
18. Matejka, R.F., *A Programming Environment for Qualitative Process Control*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1988.
19. Moody, J., Darken, C.J., "Fast Learning in Networks of Locally Tuned Processing Units," *Neural Computation*, Vol. 1, 1989, 281–294.
20. Murray, S.P., *Digital Control System Design and Demonstration for PLD Superconducting*

- Films*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1994.
21. Park, J., and Sandberg, I.W., "Universal Approximation Using Radial-Basis-Function Networks," *Neural Computation*, Vol. 3, 1991, 246–257.
 22. Reddy, R.A., *ANNEAL NET: Wheeling-Pittsburg Steel Hardness Variance Minimization*, M.S. Thesis, Elec. and Comp. Engr., Univ. of Cincinnati, 1996.
 23. Singh, R.K., and Narayam, J., "Pulse Laser Evaporation for Deposition of Thin Films: Physics and Theory Model," *Physical Review*, Vol. 41, No. 13, May 1990, 8843–8859.
 24. Tamirisakandala, S., Dutta, B., "Influence of Prior Deformation Rate on the Mechanism of Beta to Alpha + Beta Transformation in Ti-6Al-4V," *Scripta Materiala*, Vol. 46, 2002, 673–6787.
 25. Tamirisakandala, S. et al., "Recent Advances in the Deformation Processing of Ti Alloys," *J. Matls. Engr. and Performance*, Vol. 12, No. 6, 2003, 661–669.
 26. Tompkins, H.G. et al., *Spectroscopic Ellipsometry and Reflectometry*, New York, Wiley, 1999.
 27. Vaia, R.A., and Maguire, J.F., "Polymer Nanocomposites with Prescribed Morphology: Beyond Nanoparticle-Filled Polymers," *Chem. of Matls.*, Vol. 19, 2009, 2736–2751.
 28. Havriliak, S., and Negami, J., *Polymer Science: Part C*, Vol. 14, 1966, 99–117.

Copyright© 2013 John Wiley & Sons, Ltd.

All Right Reserved. This translation published under license. Authorized translation from English language edition, entitled < Advanced Instrumentation and Computer I/O Design: Defined Accuracy Decision and Control with Process Applications, 2nd Edition >, ISBN: 978 - 1 - 118 - 31708 - 2, by Patrick H. Garrett, Published by John Wiley & Sons. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyrights holder.

本书中文简体字版由机械工业出版社出版, 未经出版者书面允许, 本书的任何部分不得以任何方式复制或抄袭。版权所有, 翻印必究。

北京市版权局著作权合同登记 图字: 01 - 2013 - 6379 号。

图书在版编目 (CIP) 数据

高级测量仪器与计算机 I/O 设计: 精度界定和控制及其工业应用:
原书第 2 版/(美) 加勒特 (Garrett, P. H.) 著; 胡子一, 姜梅,
黄利君译. —北京: 机械工业出版社, 2014. 12

(国际电气工程先进技术译丛)

书名原文: Advanced instrumentation and computer I/O design

ISBN 978-7-111-48522-3

I. ①高… II. ①加…②胡…③姜…④黄… III. ①计算机应用 - 测量
仪器 IV. ①TH761 - 39

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2014) 第 265981 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

策划编辑: 顾 谦 责任编辑: 顾 谦

版式设计: 霍永明 责任校对: 樊钟英

封面设计: 马精明 责任印制: 乔 宇

北京机工印刷有限公司印刷

2015 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 13.75 印张 · 275 千字

0001—2600 册

标准书号: ISBN 978-7-111-48522-3

定价: 65.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

电话服务

网络服务

服务咨询热线: (010) 88361066 机工官网: www.cmpbook.com

读者购书热线: (010) 68326294 机工官博: weibo.com/cmp1952

(010) 88379203 教育服务网: www.cmpedu.com

封面无防伪标均为盗版

金书网: www.golden-book.com

关于作者

Patrick H. Garrett工学博士是辛辛那提大学电气和计算机工程系的副教授，他主授制造、控制和过程测量仪器方面的课程。他是仪器仪表和过程控制领域国际教科书的几个作者之一，并在政府和私营部门持续参与长期的研究项目，致力于信息密集型实时系统的性能提升。Garrett博士目前是IEEE的会员，曾是美国教育协会评论员、白宫实习生以及空军材料和制造局的访问科学家。

电话服务

服务咨询热线：010-88361066
读者购书热线：010-68326294
010-88379203

网络服务

机工官网：www.cmpbook.com
机工官博：weibo.com/cmp1952
金书网：www.golden-book.com
教育服务网：www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号

邮政编码：100037

策划编辑◎顾谦

国际电气工程先进技术译丛

《高级测量仪器与计算机I/O设计：精度界定和控制及其工业应用》（原书第2版）

《固体氧化物燃料电池的动态建模与预测控制》

《氢能源和车辆系统》

《纳米技术与能源》

《电能效率：技术与应用》

《自主移动机器人行为建模与控制》

《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》

《智能电网——融合可再生、分布式及高效能源》

《电动汽车融入现代电网》

《太阳能照明》

《超级电容器：材料、系统及应用》

《太阳能发电系统控制技术》

《ESD物理与器件》

《锂二次电池原理与应用》

《风力发电并网运行的无功管理》

《超大规模集成电路物理设计：从图分割到时序收敛》

《海上风电成本建模：安装与拆除》

《智能电网——设计与分析基础》

《功率理论与电能质量治理》

《混合动力电动汽车原理及应用前景》

《智能电网中的传导电磁干扰》

《风能转换技术进展》

《电机传动系统控制》

《储氢材料：储存性能表征》

《风力机技术》

《小型风力机：分析、设计与应用》

《通信系统高电压保护》

《磁性测量手册》

《ESD设计与综合》

《太阳能利用技术及工程应用》

《超级电容器的应用》

《小型风力机：分析、设计与应用》

《太阳能电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》

《风力发电系统——技术与趋势》

《可持续电力系统的建模与控制：面向更为智能和绿色的电网》

《电力系统高级预测技术和发电优化调度》

《大规模储能技术》

《风电系统电能质量和稳定性对策》

《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》

《传热学：电力电子器件热管理》

《现代电力电子学与交流传动》

《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》

《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》

《储能技术》

《光伏系统工程》（原书第3版）

《光伏与风力发电系统并网变换器》

《先进电气驱动的分析、建模与控制》

WILEY



机械工业出版社微信服务号

ISBN 978-7-111-48522-3



9 787111 485223 >

上架指导 工业技术 / 电工技术 / 仪器仪表

Copies of this book sold without a Wiley Sticker on the cover are unauthorized and illegal.

ISBN 978-7-111-48522-3

定价：65.00元